Radioamator

W numerze:

- Nowe poglądy na układy przemiany częstotliwości
- Układ ultraliniowy wzmacniacza mocy m. częstot.
- Zespół rozgłoszeniowy Tesla ZZIV 512008
- Elektroniczne maszyny liczące
- Przystawka - wzmacniacz do telewizora

WRZESIEŃ
1957 R.
ROK VII Nr 9

SPIS TREŚCI

	Str.
Z KRAJU I ZAGRANICY	1
KATASTROFA YASME	3
NOWE POGLĄDY NA UKŁADY PRZEMIANY CZĘSTOTLIWOŚCI — mgr inż. *A. Górz*	4
UKŁAD ULTRALINEARNY WZMACNIACZA MOCY M. CZ. — inż. *A. Banaszkiewicz*	7
DIPLEXER — mgr inż. *Bohdan Kobyliński*	11
UNIWERSALNY PRZYRZĄD POMIAROWY — *W.*	14
PRZEGLĄD SCHEMATÓW	
ZESPÓŁ ROZGŁOSZENIOWY TESLA ZZIV 512008 — *A. S.*	16
ELEKTRONICZNE MASZYNY LICZĄCE — mgr inż. *A. Sowiński*	20
Z PRASY ZAGRANICZNEJ	
GENERATOR SYGNAŁÓW GS-24 — *A. S.*	23
NOWY UKŁAD OSCYLATORA AKUSTYCZNEGO — *F.*	24
ODCZYTYWANIE WIELKOŚCI OPORNOŚCI ZE SCHEMATÓW RADZIECKICH — *W. Grudziński*	24
PRZYSTAWKA-WZMACNIACZ DO TELEWIZORA — inż. *W. A. Trembiński*	24
KF i UKF	
KONWERTERY UKF — *W. Nietyksza SP5FM*	26
NA PASMACH — *SP5BR*	31
POWYŻEJ 50 MHz — *SP5FM*	32
ROZWIĄZANIE ZADAŃ ROZRYWKOWYCH Z NRU 8/57	32
OGŁOSZENIA	III str. okł.
CZY WIECIE, ŻE	IV str. okł.

Nasza okładka: *Dwupiętrowa antena telewizyjna z reflektorem i direktorem firmy Braun*

Miesięcznik RADIOAMATOR — Wydawca: Wydawnictwa Komunikacyjne, Warszawa, ul Kazimierzowska 52
Redaguje KOMITET REDAKCYJNY. Adres redakcji: Warszawa 1, ul. Nowowiejska 1, tel. 21-34-06

Zamówienia i przedpłaty na prenumeratę przyjmują Urzędy Pocztowe i listonosze.

Instytucje i Zakłady pracy, mające siedzibę w miejscowościach, w których znajdują się Oddziały, względnie Delegatury „Ruchu" — zamawiają prenumeratę w tychże jednostkach „Ruchu".

Instytucje Centralne zamawiające prenumeratę dla podległych im jednostek terenowych w skali krajowej, jak również osoby prenumerujące czasopismo indywidualnie, kierują zamówienia i przedpłaty do Centrali Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch" w Warszawie, ul. Srebrna 12, konto PKO I-6-100020.

Cena w prenumeracie: kwartalnie zł 15,—, półrocznie zł 30,—, rocznie zł 60,—.

Termin zgłaszania przedpłat: do dnia 10-go miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty.

Zlecenie na wysyłkę wydawnictw polskich zagranicę przyjmuje Przedsiębiorstwo Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych „Ruch" — Warszawa, ul. Wilcza 46.

Zamówienia spoza Warszawy należy kierować do Centrali Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch", Dział Sprzedaży Prasy Antykwarycznej w Warszawie, ul. Srebrna 12.

Ogłoszenia w cenie zł 15.— za 1 cm² na stronach okładkowych w wymiarach do 240 cm² lub ogłoszenia drobne w cenie zł 3— za każdy wyraz — przyjmuje Dział Zbytu Wyd. Komunikacyjnych w Warszawie, ul. Kazimierzowska 52 do dnia 25-ego na 2 miesiące przed ukazaniem się numeru.

Nakład 25.000 egz. Ark. druk. 4. Papier druk. sat. VII kl. A1. Podpisano do druku 30.VIII.57. **Druk ukończono 57 r.**

Zakł. Graf. RSW „Prasa", Warszawa, Smolna 12. Zam. 1395. B-13.

Radioamator

ROK VII WRZESIEŃ 1957 Nr 9

Z kraju i zagranicy

DALSZY ROZWÓJ KRAJOWEJ SIECI NADAJNIKÓW RADIOFONICZNYCH I TELEWIZYJNYCH

Przeprowadzona w końcu ubiegłego roku likwidacja urządzeń zagłuszających umożliwiła uruchomienie nowych lokalnych radiostacji dla nadawania programu Polskiego Radia.

Własne nadajniki o małym zasięgu otrzymały: Lublin, Zielona Góra, Zakopane, Koszalin, Olsztyn, Kielce i Opole. Obecnie program Polskiego Radia transmitowany jest przez 19 ośrodków dysponujących 29 nadajnikami. Do końca bieżącego roku przekazanych zostanie do eksploatacji jeszcze 60 kW nadajnik w Krakowie, 60 kW nadajnik w Katowicach, 300 kW nadajnik w Poznaniu oraz 2 nadajniki UKF o mocy 3 kW w Katowicach i Opolu. Uzyskane w ten sposób zagęszczenie sieci urządzeń nadawczych wpłynie dodatnio na polepszenie warunków bezprzewodowego odbioru programów Polskiego Radia.

Konkretne osiągnięcia mamy również do zanotowania w dziedzinie telewizji. Oddano do eksploatacji trzecią z kolei (po Warszawie i Łodzi) stację telewizyjną w Poznaniu; za kilka miesięcy zostanie uruchomiona stacja telewizyjna w Katowicach. W toku są prace nad uruchomieniem telewizji w Gdańsku i Szczecinie. Po uruchomieniu nowych tych obiektów program telewizyjny będzie mógł być oglądany na obszarze zamieszkałym przez ok. 8 milionów ludzi.

ROZBUDOWA SIECI RADIOLATARŃ NA NASZYM WYBRZEŻU

Pozostająca na usługach żeglugi morskiej przybrzeżna sieć urządzeń sygnalizacji radiowej na naszym wybrzeżu została uzupełniona trzema radiolatarniami zakupionymi w szwedzkiej wytwórni AGA. Jedną z nich przekazano już do Świnoujścia, pozostałe dwie będą zainstalowane i uruchomione w Kołobrzegu oraz Krynicy Morskiej (na Mierzei Wiślanej).

GIGANTYCZNY RADIOTELESKOP

W Jodrell Bank (Wielka Brytania) dobiega końca budowa największego — jak dotychczas — na świecie radioteleskopu. Będzie to potężny obiekt o konstrukcji stalowej o wadze 2000 ton i wysokości ponad 60 m. Zawieszony w sposób ruchomy na dwóch wieżach-dźwigarach reflektor w kształcie ogromnej (wykonanej z gładkich metalowych płyt) czaszy o średnicy 75 m będzie odbijał swą paraboliczną powierzchnią dochodzące z przestrzeni Wszechświata impulsy radiowe oraz skupiał je na 18-metrowej antenie wznoszącej się w samym jego środku. Specjalny zespół odbiorników umożliwi rejestrację i „odczytanie" chwytanego promieniowania radiowego. Cały obiekt będzie nadzwyczaj wytrzymały na działanie wiatrów. Mimo olbrzymiej powierzchni reflektor skutecznie się oprze huraganom wiejącym nawet z prędkością 250 km na godzinę (odchylenia w pionie przy wiatrach o prędkości do 70 km wynoszą zaledwie 2,5 cm). Radioteleskop (przewidywany termin oddania do użytku — koniec bieżącego roku) umożliwi „sondowanie" Kosmosu na odległości sięgające tysięcy i tysięcy lat świetlnych. Odda nader cenne usługi na rzecz badań naukowych. Pozwoli śledzić bieg gwiazd i satelitów Ziemi oraz wysyłać impulsy radiowe do planet i odbierać je po odbiciu.

NOWE KONDENSATORY ELEKTROLITYCZNE

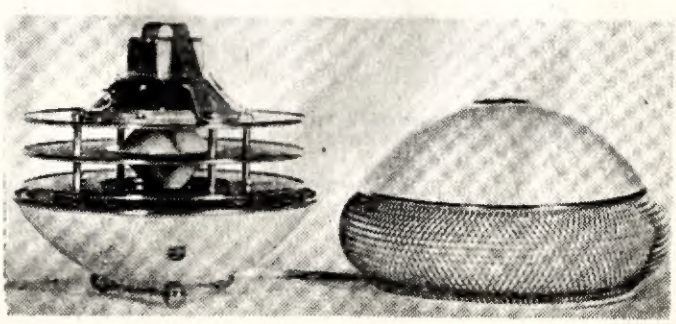
Zakłady „Bell Telephone Laboratories" produkują nowy rodzaj elektrolitu stałego w postaci tlenku półprzewodnikowego. Kondensatory o elektrolicie stałym wolniej się starzeją i mają bardzo małe wymiary, dzięki którym mogą być stosowane w półprzewodnikowych urządzeniach radiowych.

Elektrolitem, o którym mowa, jest półprzewodzący tlenek manganu.

Przykład dla ilustracji wymiarów; kondensator na 20 μF i 35 V ma objętość 0,04 cala^3 (0,65 cm^3).

NOWY ZESTAW GŁOŚNIKOWY DLA SAL KONCERTOWYCH

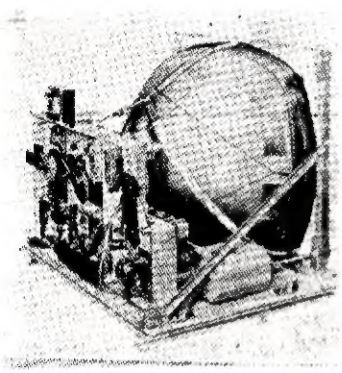
W laboratoriach firmy Philips opracowano nowy, udoskonalony zestaw głośnikowy o równomiernej charakterystyce kołowej, przeznaczony do udźwiękowienia sal koncertowych. Zestaw ten, składający się z dwóch głośników pro-



mieniających dźwięki w kierunku umieszczonej między nimi przegrody, wmontowany jest w kulistą obudowę, której środkowy pas poziomy tworzy siatka metalowa, przepuszczająca odtworzone dźwięki.

PIONOWE CHASSIS W TELEWIZORACH

Niektóre wytwórnie odbiorników telewizyjnych w NRF zaczynają lansować pomysłowe rozwiązanie problemu ułatwionego serwisu telewizorów (badania dokonywanie napraw). Chodzi tu mianowicie o odstępstwo od tradycyjnego konstruowania chassis w płaszczyźnie poziomej. Konstrukcja wprowadzająca pionowe ustawienie podstawy odbiornika ułatwia dostęp do poszczególnych detali na chassis i umożliwia redukcję wymiarów aparatu.



ODBIORNIK TRANZYSTOROWY NA FALE KRÓTKIE

We Francji wyprodukowano odbiornik tranzystorowy na fale długie, średnie i krótkie. Ze względu na częstotliwość graniczną tranzystorów, zakres fal krótkich obejmuje tylko pasmo 45—51 m. Odbiornik pod nazwą „Ecotron" zawiera 7 tranzystorów, antenę ferrytową dla fal średnich i długich oraz antenę teleskopową dla fal krótkich.

SPRZĘT RADIOWY DLA POTRZEB ŻEGLUGI ŚRÓDLĄDOWEJ I PRZYBRZEŻNEJ W ZSRR

Popularne z uwagi na szerokie stosowanie w rolnictwie kołchozowym radiostacje „Urożaj" zostały wprowadzone również i do żeglugi śródlądowej jako niezbędny ekwipunek statków rzecznych. Zużywają one niewiele elektryczności, której źródłem są zasadowe akumulatory żelazoniklowe.

Konstruktorzy radzieccy opracowali poza tym nowy typ stacji radiotelefonicznej przewidzianej do utrzymania łączności między pływającymi statkami żeglugi śródlądowej a lądem. W skład aparatury tej stacji wchodzi m. in. automatyczny nadajnik sygnałów alarmowych.

W celu polepszenia warunków żeglugi przybrzeżnej, to jest zapewnienia maksimum bezpieczeństwa statkom małej żeglugi (zwłaszcza przy zbliżaniu się do portów i ujść rzecznych) bez względu na stan pogody i widzialności — opracowano prototyp radiowej latarni świetlnej „NR-2-54", która może funkcjonować w ciągu czterech z górą miesięcy bez żadnego nadzoru i dodatkowej regulacji aparatury. Jej zasięg działania wynosi 15 mil. Wypróbowany praktycznie model radiolatarni małego zasięgu został już przekazany do seryjnej produkcji.

PRZYRZĄD ELEKTRONOWY DO KONTROLI APARATURY ELEKTRYCZNEJ I RADIOWEJ

Firma „La Voie Laboratories" (USA) opracowała model przyrządu elektronowego do automatycznej kontroli stanu i działania urządzeń elektrycznych i radiowych. Przyrządem tym, zwanym „robotesterem", można sprawdzać z pomocą taśmy perforowanej połączenia elektryczne i funkcjonowanie poszczególnych zespołów, przy czym szybkość dokonywania pomiarów dochodzi do 120 na minutę, a ogólna liczba przeróżnych pomiarów i sprawdzeń, jakie mogą być dzięki niemu dokonane, sięga .... 57 000!

Ciężar przyrządu nie przekracza 20 kg, wymiary: 50 x 34 x 45 cm.

Nowy ten i produkowany już przyrząd znajduje praktyczne wykorzystanie w przemyśle, gdzie służy do automatycznej kontroli pracy urządzeń radarowych, telewizorów, odbiorników radiowych, wyposażenia automatycznych central telefonicznych, maszyn do obliczania i wielu innych aparatur elektrycznych. Samo posługiwanie się nim nie przedstawia żadnych trudności dla przyuczonych pracowników; możliwa więc jest redukcja wysokokwalifikowanego personelu zatrudnionego dotychczas w działach fabrycznej kontroli technicznej.

NOWY TYP DŁUGOTRWAŁEJ BATERYJKI ELEKTRYCZNEJ

Angielska wytwórnia „Chilton Electric Products" podjęła produkcję (na podstawie licencji niemieckiej) latarek kieszonkowych zaopatrzonych w nowy typ bateryjki ładowanej prądem zmiennym z sieci 220 V. Miniaturowy akumulatorek składa się z dwóch ogniw kadmo-niklowych. Czas ładowania — 15 godzin, czas użytkowania — 100 minut bez przerwy. Do ładowania wystarczy wyjąć 2 sznury połączeniowe z obudowy latarki i włączyć je do ściennego gniazdka elektrycznego. Bateryjka ma działać przez okres kilku lat bez wyjmowania jej z latarki dla wymiany elektrolitu.

ŁĄCZNOŚĆ NA FALACH ULTRAKRÓTKICH W SŁUŻBIE KOLEJNICTWA

Na linii kolejowej „Pacific Great Eastern Railway" (Kolumbia Brytyjska) eksperymentuje się system łączności UKF, która ma zastąpić dotychczas stosowaną telegrafię przewodową. Ma on zapewnić maszynistom sprawne porozumiewanie się z centralą kontrolną, posterunkami sygnalizacyjnymi i obsługą pociągu. Koncepcja wyeliminowania w ten sposób tradycyjnej telegrafii przewodowej opiera się na przesłankach natury gospodarczej; budowa i konserwacja linii przewodowych na długich trasach biegnących przez niezamieszkałe połacie kraju jest zbyt kosztowna, a więc i nieekonomiczna. Pod względem kosztów i sprawności działania system łączności UKF powinien wykazać tu swą wyższość.

WNĘTRZE REAKTORA ATOMOWEGO NA EKRANIE TELEWIZORA

W Szkocji zademonstrowano aparaturę telewizyjną, która umożliwi oglądanie na ekranie odbiornika wnętrza reaktora atomowego. Kamerę umieszczoną w niedużej obudowie cylindrycznej z nierdzewnej stali (wymiary: długość 76 cm, średnica 9 cm) można opuszczać do wnętrza reaktora wąskimi kanałami, którymi dostarcza się paliwo. Jej obiektyw, wyposażony w układ luster, oświetlają 4 lampy elektryczne. Do zdalnego sterowania kamery służy umieszczona na wózku automatyczna aparatura.

Ciężar całego urządzenia wynosi 500 kg.

Z uwagi na wysoką temperaturę we wnętrzu reaktora (200°C) stosuje się chłodzenie kamery; w tym celu przez gumową powłokę kabla, na który opuszcza się kamerę, dostarczany jest dwutlenek węgla, który obniża temperaturę kamery do 50°C.

ODBIORNIK KIESZONKOWY DLA POTRZEB ŁĄCZNOŚCI LOKALNEJ

Jedna z firm angielskich reklamuje opracowany przez siebie i produkowany mały (kieszonkowy) aparat radiowy, który umożliwia poszczególnym pracownikom wewnątrz pomieszczeń zakładowych odbiór wiadomości i poleceń wydawanych przez dyrekcję — bez korzystania z pomocy gońców lub sieci głośnikowej.

Aparat taki odbiera fale radiowe w obrębie budynku, wewnątrz którego zawieszono dookoła zamknięty obwód z przewodu. Do obwodu przyłączony jest nadajnik pracujący w pasmie 75-87 kHz (50 dyspozycyjnych kanałów nośnych), o mocy wyjściowej do 25 W, wystarczającej na pokrycie powierzchni do 4 000 m² sygnałem użytecznym.

Odbiorniki nastrojone na częstotliwość stałą w granicach 75-87 kHz (z różnicą po 250 Hz) pracują na tranzystorach i są zasilane z 4-woltowej baterii ogniw rtęciowych, wystarczającej do nieprzerwanej pracy przez okres 500 godzin.

Odbierany z pomocą anteny ferrytowej sygnał przechodzi przez szerokopasmowy wzmacniacz w.cz. do diody germanowej. Selektywny odbiór zapewnia filtr kwarcowy i tranzystor „otwierający"; przepuszczają one sygnał do wzmacniacza m. cz. przeznaczonego dla właściwego odbiornika.

Głośniczek krystaliczny odtwarza moc akustyczną 5 mW; wystarcza ona do usłyszenia głosu nawet przy dużym natężeniu hałasu w warsztatach. Odbiornik nie reaguje na zakłócenia elektryczne występujące w zakładzie pracy. Małe wymiary pozwalają nosić go w kieszeni.

ODBIORNIKI SAMOCHODOWE NA TRANZYSTORACH

Angielska wytwórnia „Pye Industrial Electronics" produkuje odbiorniki samochodowe na tranzystorach mocy, dających na głośnik moc akustyczną 4 W, a przy włączonych dwóch głośnikach — 6 W. (Odbiorniki samochodowe na lampach elektronowych dają moc akustyczną ok. 2 W). Zużycie prądu z baterii akumulatorowej 12 V jest o 75% mniejsze, niż w przypadku odbiornika lampowego.

APARAT ZASTĘPUJĄCY KLUCZ RADIOTELEGRAFISTY

W Norwegii opracowano aparat, który może być stosowany zamiast ogólnie znanego klucza do nadawania znaków alfabetu Morsego. Aparat ten, podobny do zwykłej maszyny do pisania, waży zaledwie 8 kg. Uderzenie w klawisz z czcionką lub cyfrą powoduje wysłanie (z pomocą uruchomionego nadajnika) odpowiedniego sygnału alfabetem Morsego.

Dzięki swej prostej konstrukcji i łatwości posługiwania się nawet przez nieznających alfabetu morsowskiego — aparat ten może oddać niemałe usługi m.in. przy wzywaniu pomocy przez rozbitków na łodziach ratunkowych.

Katastrofa „Yasme"

Niemal wszystkie amatorskie pisma radiowe na świecie podały opis katastrofy wyprawy „Yasme". Oto kilka faktów z historii ekspedycji.

Danny Weil nie był ani marynarzem, ani krótkofalowcem, a po prostu londyńskim zegarmistrzem. Zapragnął dokonać czegoś szczególnego, a ponieważ do tej pory żaden Anglik nie przepłynął samodzielnie dookoła świata — zdecydował się na taką próbę.

Po nabyciu małej łodzi wyposażył ją w niezbędny ekwipunek i wyruszył w podróż. Trasa wiodła z Anglii przez Azory i Atlantyk w kierunku na Panamę. Przypadek sprawił, że u mety pierwszego odcinka podróży nastąpiła awaria zabranej na pokład małej radiostacji. Danny postanowił wylądować na najbliższej wyspie i zasięgnąć porady technicznej u specjalistów, ewentualnie oddać nadajnik do naprawy. Los chciał, że „Yasme" przybił do Virgin Islands (Wyspy Dziewicze). Danny spotkał słynnego DX-manna i współredaktora „CQ" Richarda Spenceleya KV4AA, który momentalnie zwietrzył sensację i bez większych trudności namówił podróżnika na działalność amatorską. W czasie podróży „Yasme" miał dobijać do różnych wysp i stamtąd nadawać pod odpowiednim prefiksem. Zawarto także umowę z pismem „CQ" na regularne reportaże z przebiegu podróży, co złagodziło trudności finansowe.

Danny Weil rozpoczął swój występ pod znakiem VP2VB/P, przemierzając powoli ogromne obszary mórz. Dopiero na Pacyfiku przytrafiło mu się nieszczęście. Jacht po wpadnięciu na rafy koralowe uległ całkowitemu rozbiciu, sam Danny został uratowany przez helikopter. Wartość zatopionej łodzi wraz z wyposażeniem (które rosło po drodze dzięki pomocy krótkofalowców) wynosiła ok. 50 000 dolarów. Zrozpaczony Danny przebywał przez pewien czas na wyspach Oceanii, a ostatnio powrócił do USA, gdzie rozpoczął działalność w celu zdobycia pieniędzy (wygłaszanie wspomnień w telewizji) na budowę nowego jachtu „Yasme II", którym mógłby kontynuować przerwaną podróż.

O poszczególnych etapach podróży „Yasme" donosiliśmy w poprzednich odcinkach „Na pasmach".

SP5BR

ERRATA DO NRU 8/57

W spisie treści na str. II okł. podano omyłkowo „Emisjonarz"..." zamiast „Emisjomierz..." (2 wiersz od góry).

Na str. 12, wiersz 19 od dołu zamiast „(typ D2G1-D2G2)" powinno być „(DZG1-DZG7)".

Rys. 10 na str. 13 powinien mieć podpis „Detektor fazy".

Na str. 30, środkowa szpalta, 16 wiersz od góry zamiast „pism" powinno być „pasm".

Mgr inż. *ANDRZEJ GÓRZ*

NOWE POGLĄDY NA UKŁADY PRZEMIANY CZĘSTOTLIWOŚCI

W CIĄGU ostatnich kilkunastu lat ustaliły się pewne „klasyczne" już dzisiaj sposoby rozwiązywania układów przemiany częstotliwości w odbiornikach radiowych. Powszechnie stosowano w zasadzie dwa układy z mieszaniem dwusiatkowym (iloczynowym), różniące się od siebie jedynie umiejscowieniem heterodyny, mianowicie albo w lampie mieszającej (oktoda, heptoda), albo w oddzielnym systemie lampowym (trioda-heksoda, oddzielna trioda lub pentoda). Układy te były uważane za rozwiązanie w pełni zadowalające, stanowiące pozytywny wynik dość długiego okresu rozwoju od bardziej prymitywnych i niedoskonałych układów przemiany z mieszaniem jednosiatkowym (sumującym) w triodach i pentodach. Warto przy okazji zauważyć, że dość istotną przyczyną utrzymania się równolegle dwóch wspomnianych układów były tradycje konstruktorów i producentów lamp w różnych krajach. Tak np. w Europie zachodniej i środkowej (strefie dość silnych wpływów firm Telefunken i Philips) bardziej rozpowszechniony był układ z triodą-heksodą, a w USA i ZSRR układ z heptodą. Od tych układów odbiegały niektóre konstrukcje prostszych odbiorników komunikacyjnych, a to w dużej mierze ze względu na ujednolicenie lamp w całym układzie odbiornika. W odbiornikach tych stosowano układy mieszania jednosiatkowego lub dwusiatkowego w pentodach, uchodzące ogólnie za gorsze, ale dopuszczalne z uwagi na mniejsze wymagania co do jakości odtwarzania niż w odbiornikach radiofonicznych.

Do tego ustabilizowanego systemu poglądów na przemianę częstotliwości nie pasowały jedynie zdecydowanie odbiorniki ultrakrótkofalowe. W konstrukcji tych odbiorników próbowano stosować również lampy wielosiatkowe (heksody) do mieszania, ale nie dało to dobrych wyników, ponieważ przy dużych czułościach i szerokich pasmach przenoszenia tych odbiorników silne szumy własne heksody dyskwalifikowały ją zdecydowanie w porównaniu z pentodą lub triodą (nie mówiąc już o zakresie fal centymetrowych, gdzie nawet lampa musiała ustąpić diodzie krystalicznej).

Utarł się więc pogląd, że odbiorniki fal ultrakrótkich (metrowych i decymetrowych) mają swoją specyfikę, wynikającą z zagadnienia szumów i polegającą na tym, że z konieczności trzeba tu stosować w zasadzie mniej doskonałe układy przemiany jednosiatkowej za pomocą pentod i triod, ponieważ heksody mają niedopuszczalnie duże szumy. W zakresie fal decymetrowych zostały zdyskwalifikowane również lampy wielosiatkowe z powodu dużego czasu przelotu elektronów. Burzliwy rozwój radiofonii, radiokomunikacji i telewizji na falach ultrakrótkich zmusił konstruktorów do dalszego doskonalenia układów przemiany częstotliwości dla tego zakresu oraz spowodował nagromadzenie dużego zasobu doświadczenia w projektowaniu tych układów. Dzięki opracowaniu lekceważonych dawniej metod projektowania układów mieszania jednosiatkowego, a nawet opracowaniu specjalnych typów triod i pentod mieszających, uzyskano konstrukcje o wysokiej jakości, dorównujące układom mieszania dwusiatkowego, stosowanym nadal tradycyjnie w zakresach fal długich, średnich i krótkich, a nawet ostatnio przewyższające je pod wieloma względami. Wynikające stąd wnioski zmusiły do krytycznej rewizji poglądów na „doskonałość" układów dwusiatkowych nawet na falach długich. Prace badawcze prowadzone w niektórych ośrodkach (np. laboratoria firmy Grundig w NRF) dały dość zaskakujące wyniki, a mianowicie wykazały zdecydowaną przewagę układów jednosiatkowych. Wyniki tych badań spowodowały zastosowanie mieszania jednosiatkowego na wszystkich zakresach kilku typów seryjnie produkowanych odbiorników radiofonicznych wysokiej klasy. Można więc zaryzykować twierdzenie, że po długim okresie utrzymywania się ustalonych poglądów na zagadnienie przemiany częstotliwości możliwa jest dość poważna rewolucja w konstrukcjach odbiorników oraz zanik heksod i heptod (tak jak już zanikły oktody).

Dla uzyskania jasnego obrazu istoty zmian poglądów na układy mieszające należy przeprowadzić porównanie cech układów jedno- i dwusiatkowych. Wystarczy przy tym ograniczyć się do fal dłuższych, ponieważ w zakresie fal ultrakrótkich przewaga układów jednosiatkowych jest dawno uznana.

Jednoznaczność przemiany

Od odbiornika wymaga się, aby przy danej częstotliwości heterodyny sygnał pośredniej częstotliwości pojawiał się tylko dla jednej, jednoznacznie określonej odbieranej częstotliwości. W układzie mieszacza dwusiatkowego warunkiem koniecznym do spełnienia tego wymagania jest prostolinijność charakterystyk i_a (U_s) dla obydwóch siatek sterujących. Warunek ten nie jest zwykle spełniony, ponieważ dla stabilizacji wartości nachylenia charakterystyki przemiany (S_p) heterodyna wytwarza napięcie w. cz. wykraczające poza zakrzywienia charakterystyki i_a (U_s), a poza tym — dla celów automatycznej regulacji wzmocnienia stosuje się lampy o krzywolinijnej charakterystyce i_a (U_s) siatki sygnałowej. Prowadzi to do powstawania harmonicznych częstotliwości sygnału i heterodyny, tworzących dodatkowe kombinacje przemiany.

W układzie mieszacza jednosiatkowego (detekcja anodowa, bez prądu siatki) warunkiem koniecznym do uzyskania jednoznaczności przemiany jest prostolinijność charakterystyki przemiany cz. S_p (U_s), co odpowiada kwadratowej charakterystyce i_a (U_s). Lampy o takiej charakterystyce są opracowane i produkowane. Przy małych amplitudach napięcia heterodyny i pod warunkiem niewykroczenia poza linijną część charakterystyki S_p (U_s) można stosować w tych lampach automatyczną regulację wzmocnienia. Badania układów wykazały, że pod względem jednoznaczności przemiany, układ jednosiatkowy nie ustępuje układowi dwusiatkowemu.

Szumy własne

Warunek minimalnych szumów własnych jest ważny dla układu mieszającego nie tylko wtedy, gdy jest on pierwszym stopniem odbiornika, ale również (choć w mniejszym stopniu), gdy jest poprzedzony wzmacniaczem wielkiej częstotliwości. Oporność zastępcza szumów dla nowoczesnych heksod wynosi ok. 75 kΩ, a dla triod i pentod 2—8 kΩ (w układach mieszających). Całkowita oporność szumów układu przecięt-

nego mieszacza pentodowego wynosi przy oporności dynamicznej obwodu siatkowego równej 100 kΩ:

$$100\ k\Omega + 8\ k\Omega = 108\ k\Omega$$

a dla mieszacza heptodowego:

$$100\ k\Omega + 75\ k\Omega = 175\ k\Omega$$

a ponieważ:

$$\sqrt{\frac{108}{175}} = 0{,}8$$

szumy mieszacza pentodowego są o ok. 20% mniejsze niż heksodowego, co umożliwia zmniejszenie sprzężenia z poprzedzającym obwodem, lub zmniejszenie wzmocnienia poprzedniego stopnia — wzmacniacza w.cz., dzięki czemu wzmacniacz ten może być projektowany z większym uwzględnieniem innych jego zadań (np. selekcji sygnału).

Sprawność przemiany

Sprawność przemiany częstotliwości jest określona przez nachylenie charakterystyki przemiany (S_p), które dla nowoczesnych heksod osiąga wartość ok. 0,7 mA/V, a dla triod i pentod ok. 1 — 2,5 mA/V, co również przemawia na niekorzyść heksody. Większe S_p przemiany jednosiatkowej pozwala również na zmniejszenie sprzężenia z poprzedzającym obwodem lub na zmniejszenie wzmocnienia poprzedniego stopnia.

Modulacja skrośna

Od mieszacza (jak również innych stopni) wymaga się, aby uboczne sygnały nie powodowały modulacji sygnału odbieranego. Ze względów wymienionych w punktach 2 i 3 — amplituda sygnałów doprowadzanych do mieszacza jednosiatkowego może być znacznie mniejsza niż w układzie mieszania dwusiatkowego. Dzięki temu niebezpieczeństwo modulacji skrośnej jest mniejsze. Badania starannie opracowanych układów przemiany wykazały, że napięcie sygnału ubocznego, wytwarzające 1% modulacji skrośnej przy napięciu sygnału odbieranego 10 μV wynosi dla układów:

a) z lampą ECH81 — heksoda jako mieszacz dwusiatkowy, trioda jako heterodyna — 15 mV
b) z lampami: EF89 — pentoda jako wzmacniacz w. cz. i ECC82 — trioda jako mieszacz, druga trioda jako heterodyna — 25 mV
c) z lampami: EF89 — pentoda jako mieszacz jednosiatkowy i EC92 — trioda jako heterodyna — 45 mV
d) z lampą ECC82 — trioda jako mieszacz, druga trioda jako heterodyna — 200 mV

Dla układu z lampą ECH81, której trioda była wykorzystana jako mieszacz jednosiatkowy, uzyskano wyniki nie gorsze niż dla układu pod a). Przy większych napięciach sygnału różnice między poszczególnymi układami były mniejsze.

Oporność wewnętrzna

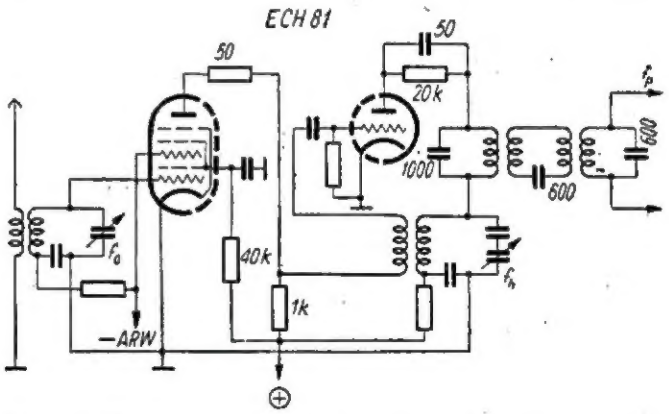
Oporność wewnętrzna lampy jest parametrem decydującym o warunkach współpracy lampy z obwodem rezonansowym w obwodzie anody, przy czym oczywiście najkorzystniejsze jest zastosowanie lamp o możliwie dużej oporności. Nowoczesne heksody mają oporność wewnętrzną ok. 1000 kΩ, pentody do 1500 kΩ, a triody ok. 20 kΩ (w układach mieszających).

Porównanie tych wartości przemawia na korzyść pentody. Triody są mniej korzystne i przy ich zastosowaniu obwód anodowy musi mieć odpowiednio małą oporność dynamiczną (dużą pojemność). W układach triodowych stosuje się również sprzężenie zwrotne, które pozornie kilkakrotnie zwiększa oporność wewnętrzną lampy.

Układy przemiany częstotliwości

Układy przemiany częstotliwości z mieszaniem jednosiatkowym można podzielić na dwie grupy:
— układy z mieszaczem samowzbudnym, w których jedna lampa spełnia rolę modulatora i heterodyny,
— układy z oddzielną heterodyną (dwulampowe).

Podane poniżej schematy przedstawiają kilka przykładów rozwiązania tych układów dla zakresów fal długich,

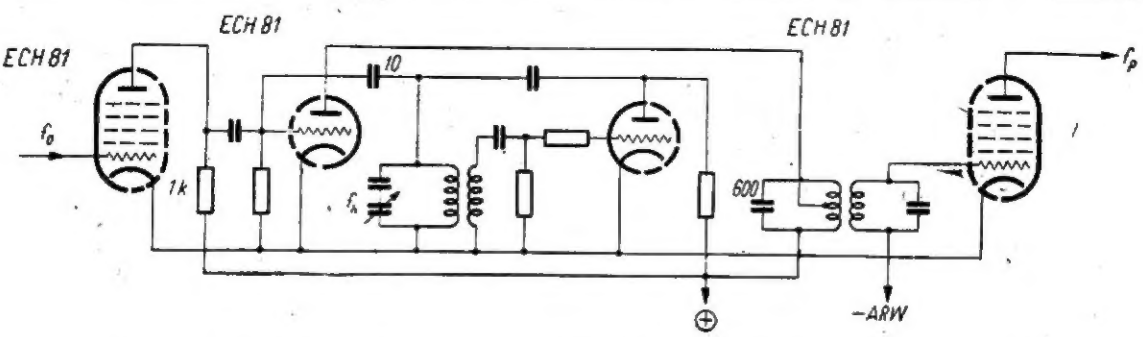


Rys. 1. Triodowy mieszacz samowzbudny ze wzmacniaczem w.cz. na heptodzie

średnich i krótkich, przy czym dla uproszczenia pominięto przełączania podzakresów obwodów rezonansowych.

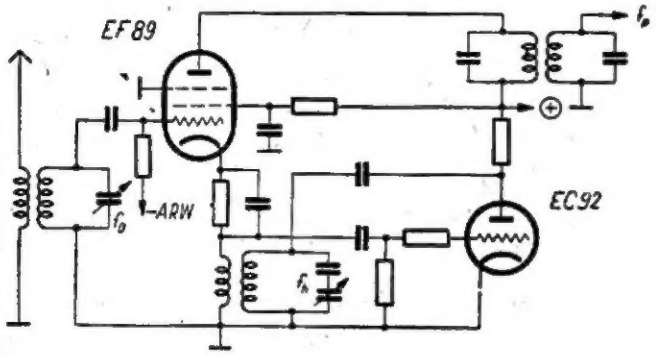
Pierwszą grupę reprezentuje układ przedstawiony na rys. 1, w którym zastosowano lampę typu ECH81 (triodaheptoda).

Lampa ta była dotychczas stosowana przeważnie jako mieszacz dwusiatkowy (heptoda) i heterodyna (trioda).



Rys. 2. Przemiana częstotliwości z oddzielną heterodyną na triodach-heptodach

W nowym układzie heptodę wykorzystano jako wzmacniacz w. cz., a triodę jako samowzbudny mieszacz (sumaryczny).



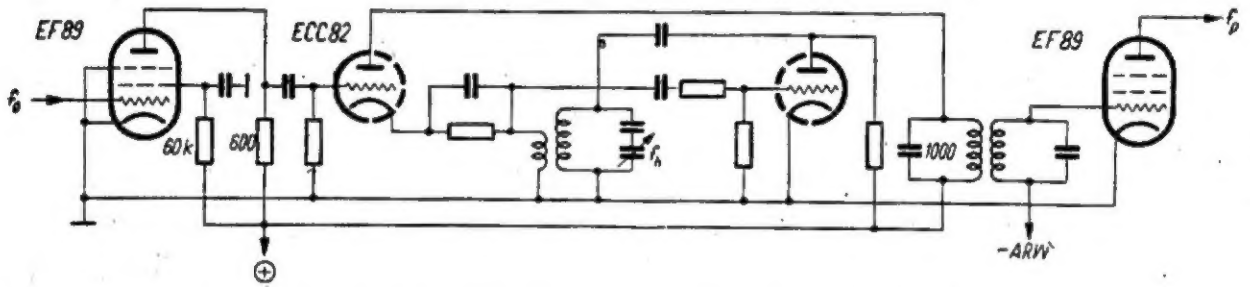
Rys. 3. Mieszacz pentodowy z oddzielną heterodyną

Przy takim wykorzystaniu heptod, jej oporność szumów wynosi tylko 8,5 kΩ (zamiast 70 kΩ). Samowzbudny mieszacz (trioda) pracuje w układzie o sprzężeniu indukcyjnym.

W szereg z cewką sprzęgającą w obwodzie siatkowym triody włączona jest oporność (1 kΩ) stanowiąca aperiodyczne obciążenie wzmacniacza w.cz. W szereg z obwodem rezonansowym w obwodzie anodowym triody włączony jest pierwszy obwód pośredniej częstotliwości, stanowiący obciążenie mieszacza. Obwód ten, podobnie jak pozostałe dwa obwody filtru pasmowego p. cz., ma dość dużą pojemność, a tym samym małą oporność dynamiczną, co jest konieczne ze względu na dopasowanie do małej oporności wewnętrznej triody.

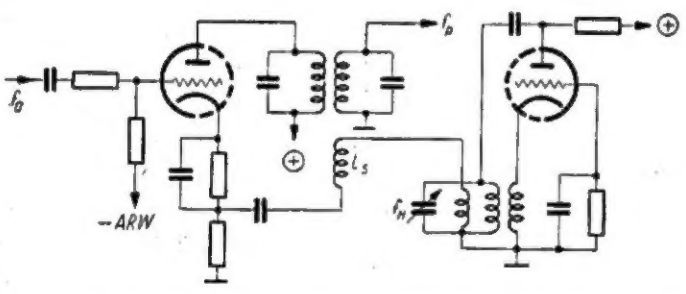
Wykorzystanie dwóch lamp ECH81 w układzie z oddzielną heterodyną przedstawia rys. 2. Heptoda pierwszej lampy pracuje w układzie wzmacniacza w. cz. o wejściu analogicznym jak w pierwszym układzie. Trioda tej lampy jest mieszaczem (sumarycznym), trioda drugiej lampy heterodyną, a heptoda drugiej lampy wzmacniaczem p. cz.

Typowy przykład przemiany z mieszaczem jednosiatkowym na pentodzie EF89 i oddzielną heterodyną na triodzie EC92 przedstawia rys. 3. W układzie takim można również zastosować triodę-pentodę, np. typu PCF80. Heterodyna pracuje w układzie o sprzężeniu zwrotnym transformatorowym, którego pierwsza cewka sprzęgająca jest włączona w obwód katody lampy mieszacza, dzięki czemu do obwodu siatkowego mieszacza wprowadza się napięcie z heterodyny od strony katody unikając w ten sposób bezpośredniego sprzężenia obwodu heterodyny z obwodem wejściowym w. cz.



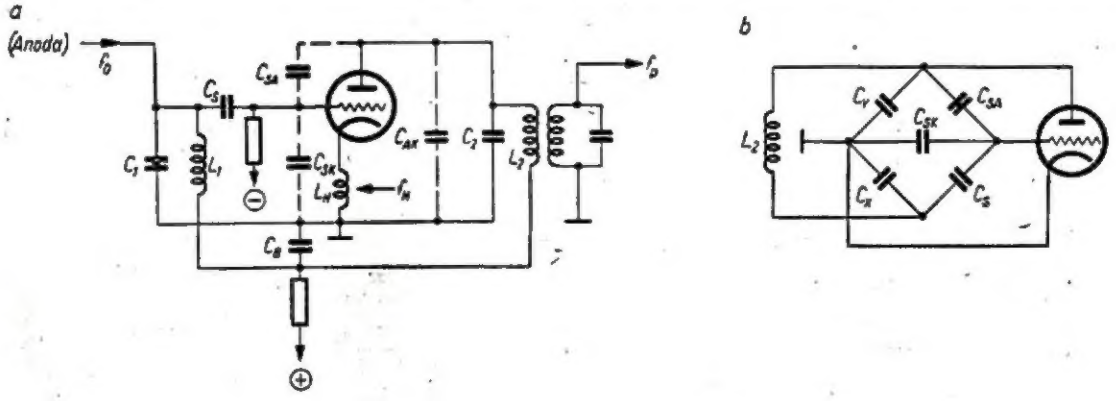
Rys. 4. Przemiana częstotliwości na podwójnej triodzie

Rys. 4. przedstawia układ mieszacza z oddzielną heterodyną na podwójnej triodzie ECC82 wraz z wzmacniaczem w. cz. i wzmacniaczem p. cz. na pentodach EF89. W tym układzie również zastosowano wprowadzenie napięcia heterodyny w obwód katody mieszacza. Podobny układ z lampą ECC85 przedstawia rys. 5. Heterodyna pracuje tu w układzie o sprzężeniu zwrotnym transformatorowym z uziemioną siatką. Napięcie z heterodyny jest wprowadzone w obwód katody mieszacza, ale równocześnie tą samą drogą następuje ujemne sprzężenie zwrotne w mieszaczu (cewka L_s sprzężona z obwodem anodowym).



Rys. 5. Mieszacz triodowy ze sprzężeniem zwrotnym i oddzielną heterodyną

Dzięki takiemu sprzężeniu zwrotnemu oporność wewnętrzna triody zwiększa się pozornie kilkakrotnie, co ułatwia jej współpracę z obwodem anodowym.



Rys. 6. Układ o pojemnościowym sprzężeniu zwrotnym

Współczynnik sprzężenia zwrotnego powinien wynosić:

$$k = -(1{,}16...1{,}25)\ \mu$$

gdzie:

μ — współczynnik amplifikacji,

$k = \frac{u_a}{u_s}$ — (stosunek zmiennego napięcia anodowego do zmiennego napięcia zwrotnego doprowadzonego do siatki lampy).

Stosuje się również układy o sprzężeniu zwrotnym pojemnościowym. Przykład takiego mieszacza przedstawia rys. 6a. Przy falach krótkich i ultrakrótkich można pominąć małe indukcyjności L_1 i L_{II}.

Rys. 6b przedstawia układ zastępczy, w którym widać mostkowe połączenie pojemności:

C_{SA} — pojemność siatka-anoda lampy,

C_S — pojemność kondensatora sprzęgającego,

$C_x = C_1 + C_B$ — suma pojemności kondensatora obwodu siatkowego i kondensatora blokującego wspólnego dla obwodu anodowego i siatkowego,

$C_y = C_{AK} + C_2$ — suma pojemności anoda-katoda lampy i pojemności obwodu anodowego.

Dla takiego układu współczynnik sprzężenia zwrotnego wynosi:

$$k = \frac{C_s C_{sk} + C_x (C_s + C_{sk} + C_{SA})}{C_x C_{SA} - C_s C_y}$$

a stąd:

$$C_x = \frac{C_s (kC_y + C_{SK})}{C_s + C_{SK} + C_{SA}(1-k)}$$

więc dla kondensatora blokującego należy dobrać wartość:

$$C_B = C_x - C_1.$$

Warto zauważyć, że zastosowanie układów z mieszaniem jednosiatkowym na pentodach i triodach w odbiornikach radiofonicznych dla zakresów fal długich, średnich i krótkich pozwala zazwyczaj na wygodne przełączanie odbiornika na zakres ultrakrótkofalowy przy wykorzystaniu tych samych lamp. Np. w układzie z rys. 5 przy przejściu na zakres ultrakrótkofalowy trioda heterodyny przejmuje funkcję samowzbudnego mieszacza, a druga trioda pracuje jako refleksowy wzmacniacz w. cz. i p. cz.

Wymaga to oczywiście odpowiednich przełączeń układu.

Inż. *ALEKSANDER BANASZKIEWICZ*

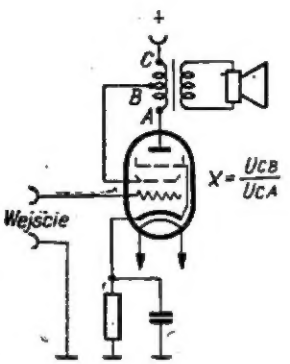
UKŁAD ULTRALINEARNY WZMACNIACZA MOCY M. CZ.

W DZIEDZINIE projektowania wzmacniaczy mocy m. cz. zyskał sobie prawo obywatelstwa i niemały rozgłos wprowadzony przed kilku laty układ, któremu jego amerykańscy popularyzatorzy nadali dość dziwną nazwę „ultralinearnego stopnia wyjściowego". Pomijając kwestię trafności doboru tego określenia (które zresztą spotkało się z krytyką i zastrzeżeniami ze strony prasy angielskiej) — sam układ jest interesujący z dwóch względów. Po pierwsze dlatego, iż przy stosunkowej prostocie rozwiązania zapewnia wyraźną poprawę jakości działania wzmacniacza (czego potwierdzeniem jest stosowanie go w przemysłowych wzmacniaczach i radioodbiornikach), a po drugie — spotkał się, zwłaszcza początkowo, z dość rozbieżną oceną, w której obok głosów aprobaty nie brak było krytycznej i chłodnej rezerwy. Ponadto niektóre właściwości wzmacniacza związane z mechanizmem działania układu stały się przedmiotem dyskusji świadczącej o tym, że mimo pozorów prostoty działania zawiera on wiele niejasności i stwarza możliwość odmiennej interpretacji.

Opis układu

Istota układu polega na zastosowaniu w stopniu końcowym wzmacniacza m. cz. pentody, której siatka ekranowa zasilana jest z odczepu pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego — rys. 1.

Mamy tu zatem do czynienia ze sprzężeniem zwrotnym anoda-siatka ekranowa, gdyż część pierwotnego uzwojenia transformatora stanowi wspólne obciążenie zarówno dla anody jak i siatki ekranowej. Współczynnik sprzężenia zależy tu oczywiście od położenia odczepu i osiąga maksymalną wartość w jednym ze skrajnych położeń odczepu, tj. wówczas gdy siatka ekranowa jest podłączona do anody (punkt *A* na rys. 1). W tym przypadku lampa pracuje jako trioda, natomiast w drugim skrajnym położeniu odczepu (punkt *C* na rys. 1) sprzężenie jest równe zeru i lampa pracuje jako pentoda. Wynika stąd, że pomiędzy tymi dwoma skrajnymi przypadkami praca lampy jest pośrednia pomiędzy pracą w układzie triodowym i pentodowym. Istotnie,



Rys. 1. Schemat końcowego stopnia asymetrycznego w układzie wzmacniacza UL

zdjęte oscylograficznie charakterystyki I_a U_a lampy przy różnym współczynniku sprzężenia obrazują wyraźnie to przejście od warunków triody do pentody (rys. 2).

Analiza pracy układu

W celu określenia wzmocnienia omawianego stopnia przyjmujemy następujące oznaczenia:

u_s — napięcie wejściowe przyłożone na siatkę sterującą;

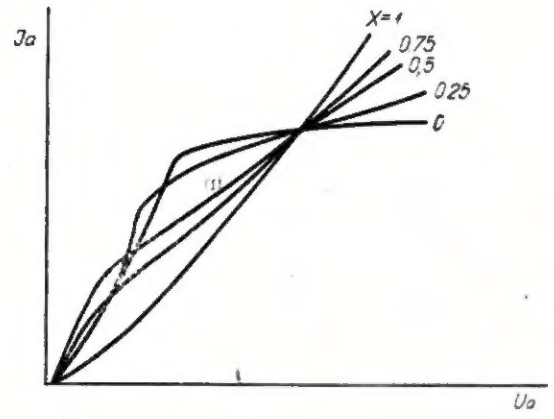
u_a — napięcie wyjściowe na oporniku obciążenia R_a;

u_e — napięcie zmienne na siatce ekranowej;

k — współczynnik wzmocnienia lampy $= \frac{u_a}{u_s} = s \cdot \varrho$;

$m = \frac{u_c}{u_s}$, stąd $\frac{u_a}{u_c} = \frac{k}{m}$;

x — część napięcia wyjściowego lampy przyłożona na siatkę ekranową.



Rys. 2. Charakterystyki I_a — f (U_a) przy różnych wartościach x (przy przesuwaniu punktu odczepu na uzwojeniu pierwotnym transformatora)

Prąd anodowy wywołany przez przyłożenie zmiennego napięcia wejściowego u_s na siatkę sterującą lampy jest równy

$$i''_a = u_s \frac{k}{\varrho + R_a}$$

Składowa prądu anodowego wywołana działaniem napięcia $x \cdot u_a$ na siatkę ekranową wynosi:

$$i'_a = -x u_a \frac{k}{m(\varrho + R_a)}$$

Całkowite napięcie wyjściowe jest sumą napięć wywołanych przepływem składowym prądu i'_a i i''_a przez oporność obciążenia i wyraża się zależnością:

$$U_a = \left[U_s \frac{k}{\varrho + R_a} - x U_a \frac{k}{m(\varrho + R_a)} \right] R_a$$

Stąd można określić wzmocnienie stopnia:

$$K = \frac{U_a}{U_s} = \frac{\frac{KR_a}{R_a + \varrho}}{1 + x \frac{k}{m} \frac{R_a}{\varrho + R_a}} = K \frac{R_a}{R_a + \varrho + x \frac{k}{m} R_a} =$$

$$= K \frac{1}{1 + \frac{\varrho}{R_a} + x \frac{k}{m}}$$

W skrajnych przypadkach, gdy
$x = 0$ (lampa pracuje bez sprzężenia zwrotnego)

$$\frac{U_a}{U_s} = \frac{kR_a}{\varrho + R_a},$$

oraz gdy $x = 1$ (maksymalne sprzężenie zwrotne na siatkę ekranową, charakterystyka lampy jest analogiczna do charakterystyki triody)

$$\frac{U_a}{U_s} = \frac{\frac{kR_a}{\varrho + R_a}}{1 + \frac{1}{m}\left(\frac{kR_a}{\varrho + R_a}\right)}$$

Oporność wyjściowa lampy ze sprzężeniem zwrotnym na siatkę ekranową jest równa

$$R_w = \frac{k'}{S}$$

gdzie k' jest współczynnikiem wzmocnienia w układzie ze sprzężeniem zwrotnym i wynosi

$$k' = \frac{k}{1 + x \frac{k}{m}}$$

w założeniu, że gdy $R_a \to \infty$ to $\frac{R_a}{\varrho + R_a} \to 1$

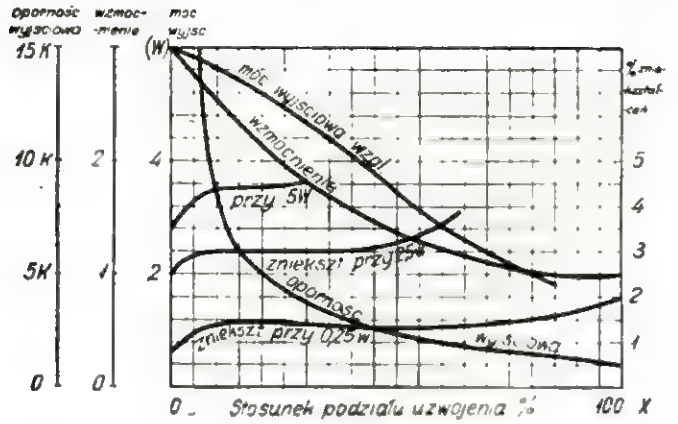
Z wyprowadzonych wyżej zależności widać, że wzmocnienie stopnia *UL* jest tym mniejsze im większe jest x, to znaczy im większe jest sprzężenie zwrotne na siatkę ekranową (im bardziej odczep pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego jest przesunięty w kierunku anody). Podobnie ze wzrostem sprzężenia zwrotnego (to znaczy ze wzrostem x) maleje oporność wyjściowa wzmacniacza.

Charakterystyka wzmacniacza UL

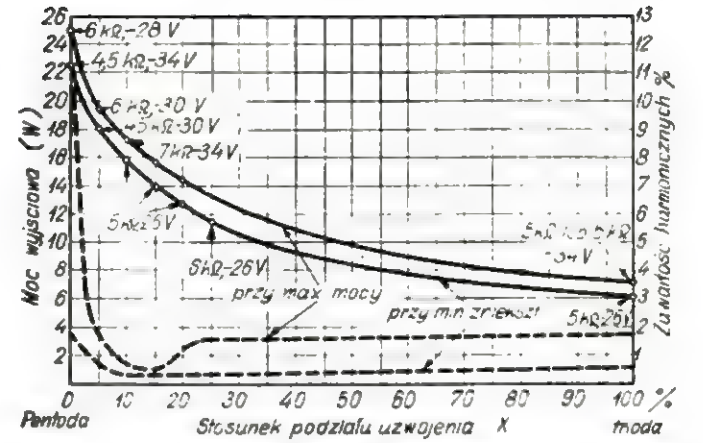
Przy wyborze najkorzystniejszego stopnia sprzężenia zwrotnego (praktycznie — przy wyborze odczepu, z którego zasila się siatkę ekranową) bierze się pod uwagę moc wyjściową wzmacniacza oraz zniekształcenia nieliniowe. Pełny obraz zachowania się wzmacniacza w układzie *UL* dają przedstawione na rys. 3 charakterystyki mocy wyjściowej i zawartości harmonicznych, wzmocnienia oraz oporności wyjściowej lampy w funkcji stopnia sprzężenia zwrotnego.

Przedstawione tu zależności odnoszą się do stopnia jednolampowego (asymetrycznego) i wykazują, że układ *UL* przy zastosowaniu pojedynczej tetrody (pentody) nie daje w zasadzie korzyści w porównaniu z innymi układami stosującymi sprzężenie zwrotne np. na siatkę sterującą. Bowiem w układzie jednolampowym występuje na wyjściu wzmacniacza druga harmoniczna sygnału wejściowego, która w dużym stopniu wpływa na wielkość zniekształceń nieliniowych wzmacniacza. Całkiem inaczej natomiast przedstawia się charakterystyka zniekształceń nieliniowych w układzie przeciwsobnym, tzn. w symetrycznym układzie *UL*, pokazana na rys. 4.

Dzięki wyeliminowaniu w tym układzie drugiej harmonicznej (układ przeciwsobny) oraz dzięki właściwości ujem-



Rys. 3. Charakterystyki: mocy wyjściowej, zawartości harmonicznych, wzmocnienia oraz oporności wyjściowej lamp w funkcji x w %.



Rys. 4. Charakterystyka mocy wyjściowej i zniekształceń przeciwsobnego wzmacniacza UL z dwiema lampami typu KT66, zdjęta przy doborze optymalnych warunków pracy (oporność obciążenia i ujemne napięcie siatki sterującej)

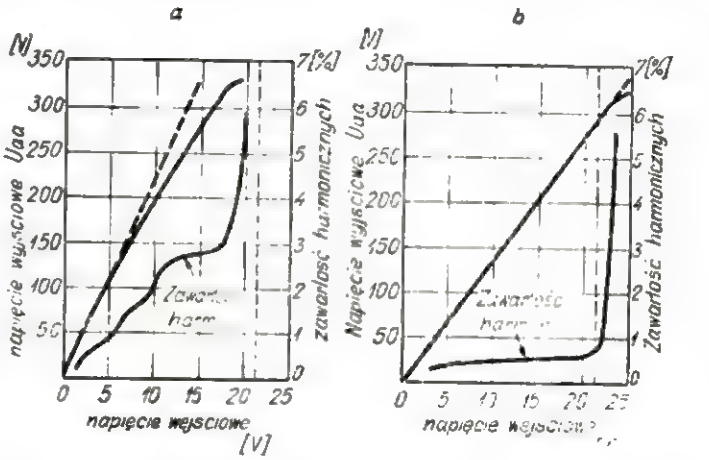
nego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza *UL* zniekształcenia nieliniowe są ograniczone do małej wartości. Charakterystyki przedstawione na rys. 4 zostały sporządzone przy doborze warunków pracy układu zapewniających: a) maksymalną moc wyjściową, b) minimalne zniekształcenia nieliniowe. Jak wynika z ich przebiegu — istnieje w obu przypadkach taki punkt odczepu (wyrażony na osi odciętych jako procent całkowitego uzwojenia pierwotnego), któremu odpowiada minimum zniekształceń. Zupełnie wyraźne minimum występuje na charakterystyce *(a)*, to znaczy przy zachowaniu maksymalnej mocy. Odpowiada ono odczepowi siatki ekranowej na około 15% uzwojenia pierwotnego (ściśle biorąc jednej połowki całkowitego pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego). W drugim przypadku *(b)* jest ono bardzo niewyraźnie zaznaczone w okolicy 20%.

Zalety układu UL

Na podstawie wszechstronnie przeprowadzonych pomiarów i badań [1]), w wyniku których powstały charakterystyki z rys. 4, można w pełni ocenić właściwości układu *UL*, a zwłaszcza zdać sobie sprawę z jego zalet w stosunku do konwencjonalnych układów triodowych lub pentodowych (tetrodowych). Istotną mianowicie zaletą tego układu jest to, że umożliwia on osiągnięcie małych zniekształceń nieliniowych właściwych układom triodowym przy stosunkowo dużej sprawności zbliżonej do tej, którą się uzyskuje w układzie pentodowym. Dzięki temu układ *UL* pozwala na zastosowanie mniejszych lamp wyjściowych i tańszego układu zasilania przy określonej mocy wyjściowej i określonych zniekształceniach — niż to byłoby konieczne w przypadku zastosowania triod. Ponadto charakterystyki wzmocnienia przedstawione na rys. 5 wykazują dobitnie wyższość układu *UL* nad tetrodowym (pentodowym) w zakresie liniowości wzmocnienia i zniekształceń. Dosyć znaczne odchylenia od liniowości wzmocnienia w zwykłym układzie tetrodowym powodują, że przy zastosowaniu konwencjonalnego, ujemnego sprzężenia zwrotnego, głębokość tego sprzężenia będzie się zmniejszać przy osiąganiu mocy wyjściowych zbliżonych do maksymalnej, a więc właśnie wtedy, gdy duże sprzężenie zwrotne jest najbardziej pożądane. Stwierdzenie tego faktu stanowi jednocześnie replikę na uzasadnianie, jakoby w zwykłym układzie wzmacniacza z pentodowym stopniem końcowym i przy zastosowaniu ogólnego ujemnego sprzężenia zwrotnego (oczywiście przy założeniu spełnienia odpowiedniego kryterium stabilności wzmacniacza) można osiągnąć te same rezultaty, co za pomocą układu *UL*.

W końcu należy podkreślić, że podwyższając odpowiednio napięcie anodowe w układzie *UL* można osiągnąć niemal taką samą moc wyjściową, co i przy zastosowaniu zwykłego układu pentodowego, uzyskując oczywiście znacznie mniejsze zniekształcenia.

Wyżej podane wyniki pomiarów i prób przeprowadzonych ze wzmacniaczem w układzie *UL* wykazały, że jakkolwiek jego mechanizm działania jest na ogół zgodny z wynikami analizy układów z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, to jednak w stosunku do nich cechuje go pewna odmienność, której interpretacja stała się przedmiotem fachowej dyskusji. W odróżnieniu bowiem od układów wzmacniaczy ze sprzężeniem zwrotnym, np. na siatkę sterującą, charakterystyki zniekształceń układu *UL* ujawniają wklęsłość określającą minimum zniekształceń przy pewnym położeniu odczepu pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego. Stosunek podziału uzwojenia pierwotnego odpowiadający minimalnym zniekształceniom nie jest przy tym jednakowy dla różnych lamp, jednak waha się on na ogół dookoła wartości 20%. Jako jedną z najbardziej przekonywających



Rys. 5. Charakterystyki wzmocnienia i zniekształceń nieliniowych: (a) końcowego stopnia przeciwsobnego z tetrodami KT66 bez sprzężenia zwrotnego, (b) tego samego stopnia w układzie UL z odczepem na 20% uzwojenia pierwotnego

[1]) Patrz artykuły w czas. Radio 5, 6, 7/1965.

interpretacji tego zjawiska uznano hipotezę, według której na wklęsły przebieg charakterystyki zniekształceń układu *UL* ma wpływ proces mieszania zachodzący w przypadku stosowania sprzężenia zwrotnego do innej elektrody lampy poza siatką sterującą. Potwierdzeniem — w pewnej mierze — słuszności tej hipotezy jest znane skądinąd zjawisko eliminacji dowolnej harmonicznej (w przypadku układu *UL* trzeciej harmonicznej) dzięki odpowiedniemu dobraniu sprzężenia zwrotnego. Jak dotąd — słuszności tej hipotezy nie potwierdzono praktycznie na drodze pomiarów z uwagi na brak dostatecznie dokładnej aparatury pomiarowej, nieodzownej przy badaniu składowych o bardzo małych amplitudach.

Transformator wyjściowy wzmacniacza *UL*

Szczególnej uwagi przy budowie wzmacniaczy *UL* wymaga konstrukcja transformatora wyjściowego. Wskutek podziału uzwojenia pierwotnego i stosowania sprzężenia zwrotnego istnieją duże możliwości powstania pasożytniczych drgań własnych w układzie. Dotyczy to zwłaszcza wyższych częstotliwości przepuszczanego pasma, przy których wyraźnie zaznacza się wpływ indukcyjności rozproszenia poszczególnych części uzwojenia transformatora. Indukcyjności te w połączeniu z pojemnościami własnymi uzwojeń, z pojemnościami lamp oraz montażowymi mogą stworzyć dogodne warunki występowania oscylacji. Na ogół w układach *UL* istnieją dwa zasadnicze możliwe rodzaje oscylacji: oscylacje wskutek sprzężenia skrośnego pomiędzy lampami końcowego stopnia przeciwsobnego oraz oscylacje mniej lub więcej niezależne w układzie jednej z połówek tego stopnia.

Mechanizm działania pierwszego rodzaju oscylacji jest podobny do zasady działania układów multiwibratorowych, przy czym źródłem powstawania drgań jest tu występowanie sprzężenia pomiędzy siatką ekranową jednej lampy a anodą drugiej oraz pomiędzy siatką ekranową drugiej a anodą pierwszej lampy przy silnie zaznaczonym wpływie indukcyjności rozproszenia uzwojenia transformatora.

Drugi rodzaj oscylacji, zachodzący w obrębie jednej z połówek układu przeciwsobnego występuje wówczas, gdy stosunek podziału pojemności własnych układu w połączeniu z indukcyjnością rozproszenia uzwojenia oraz w warunkach małego tłumienia obwodu stwarza możliwości powstania układu drgań Colpitts'a, tak jak to pokazano w schemacie zastępczym na rys. 6.

Ażeby zapobiec możliwości wzbudzenia wyżej wymienionych rodzajów drgań w układzie *UL*, należy spełnić pewne wymagania dotyczące w pierwszym rzędzie konstrukcji transformatora wyjściowego.

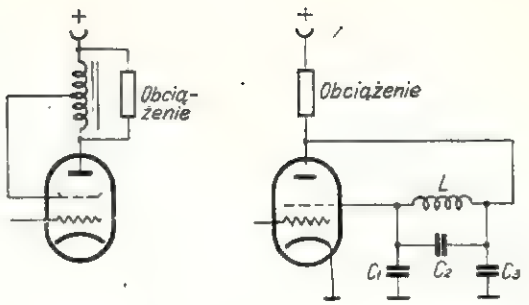
Po pierwsze: sprzężenie pomiędzy siatką ekranową i anodą tej samej lampy musi być większe od sprzężenia z anodą drugiej lampy i sprzężenia z obciążeniem.

Po drugie: należy sprowadzić do minimum sprzężenie pojemnościowe między siatkami ekranowymi a anodami przeciwległych lamp.

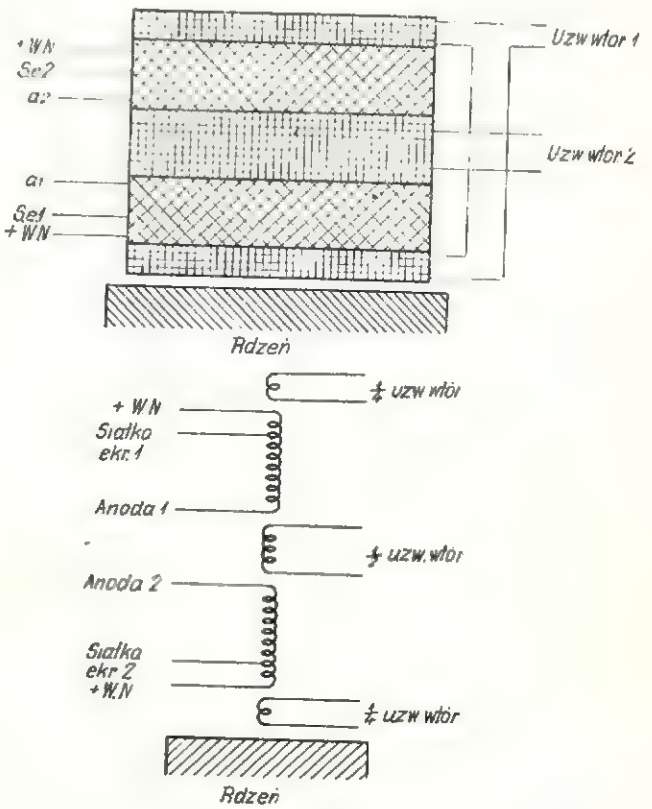
Po trzecie: indukcyjności rozproszenia uzwojeń anoda *(1)* — siatka ekranowa *(1)* oraz anoda *(2)* — siatka ekranowa *(2)*, jak również pojemności między siatkami ekranowymi i masą powinny być jak najmniejsze.

Spełnienie tych wymagań sprowadza się w głównej mierze do specjalnego podziału i wzajemnego rozmieszczenia pierwotnego oraz wtórnego uzwojenia transformatora wyjściowego.

Jako przykład rozmieszczenia uzwojeń spełniającego wyżej wymienione wymagania może służyć uproszczony schemat przedstawiony na rys. 7[2]).



Rys. 6. Asymetryczny układ UL i jego schemat zastępczy przy wyższych częstotliwościach
L — indukcyjność rozproszenia, C_1, C_2 i C_3 — pojemności własne



Rys. 7. Uproszczony schemat rozmieszczenia uzwojeń transformatora wyjściowego układu UL

Należy tu jeszcze podkreślić, że transformatory wyjściowe układów *UL* posiadają na ogół mniejsze wymiary od transformatorów przeznaczonych do konwencjonalnych analogicznych wzmacniaczy tetrodowych lub triodowych.

---

[2]) Dane te zaczerpnięto z Wireless World 1/1956.

Wykaz literatury

D. T. N. Wiliamson i P. J. Walker:
„Amplifiers and Superlatives", Wireless World 9/1952.
„Tetrodes with Screen Feedback, Wireless World 1/1956.
P. M. Leakey i R. B. Gilson: *„Ul Output Transformers"*, Wireless World 1/1956.
D. Hafler i H. J. Koroes: *„Ultra-Linear Amplifier"* Audio-Engineering 11/1955.
F. Langford — Smith i A. R. Chesterman:
„Ultra linear Amplifiers", Radiotronics 5, 6, 7/1955.

Mgr inż. *BOHDAN KOBYLIŃSKI*

DIPLEXER

W POCZĄTKOWYM etapie rozwoju telewizji jednoczesna transmisja wizji i dźwięku była utrudniona, gdyż wymagała użycia dwóch oddzielnych anten. Technika ostatnich lat przyniosła rozwiązanie tego problemu w postaci tzw. diplexera, tj. urządzenia, za pomocą którego można nadawać jednocześnie wizję i dźwięk na tę samą antenę bez jakiegokolwiek oddziaływania na siebie obu nadajników.

Obecnie mają zastosowanie następujące typy diplexerów:

— diplexer z rezonatorami koncentrycznymi,
— diplexer mostkowy,
— „notch" diplexer.

Diplexer z rezonatorami koncentrycznymi

Zasada budowy tego typu diplexera opiera się na wykorzystaniu właściwości rezonatorów koncentrycznych oraz na zastosowaniu odcinków linii koncentrycznej jako elementów filtru. Odcinek linii koncentrycznej o długości równej parzystej lub nieparzystej wielokrotności ćwiartek fali, zwarty lub otwarty na końcu — zachowuje się jak obwód rezonansu szeregowego lub równoległego.

Impedancję wejściową linii bez strat można wyrazić wzorem

$$Z = Zo \frac{Zk + jZo \operatorname{tg} \beta l}{Zo + jZk \operatorname{tg} \beta l} \qquad (1)$$

gdzie:

Zo — impedancja charakterystyczna linii: $Zo = \sqrt{\frac{L}{C}}$,

Zk — impedancja zamykająca linię,

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ — współczynnik przesunięcia fazy,

l — długość linii.

Impedancja wejściowa linii bez strat zwartej lub otwartej na końcu wykreślona jest na rys. 1 w funkcji długości linii.

Ze wzoru (1) wynika, że w przypadku linii otwartej na końcu, tzn. $Zk = \infty$

dla $l = \frac{\lambda}{4}$ $\quad Z = 0$ — rezonans szeregowy,

$l = \frac{\lambda}{2}$ $\quad Z = \infty$ — rezonans równoległy,

zaś dla linii zwartej na końcu, tzn. $Z_k = 0$

dla $l = \frac{\lambda}{4}$ $\quad Z = \infty$ — rezonans równoległy,

$l = \frac{\lambda}{2}$ $\quad Z = 0$ — rezonans szeregowy.

W przypadku praktycznym, dla linii o małych stratach, impedancja dla rezonansu równoległego jest opornością bardzo dużą, dla rezonansu szeregowego bardzo małą.

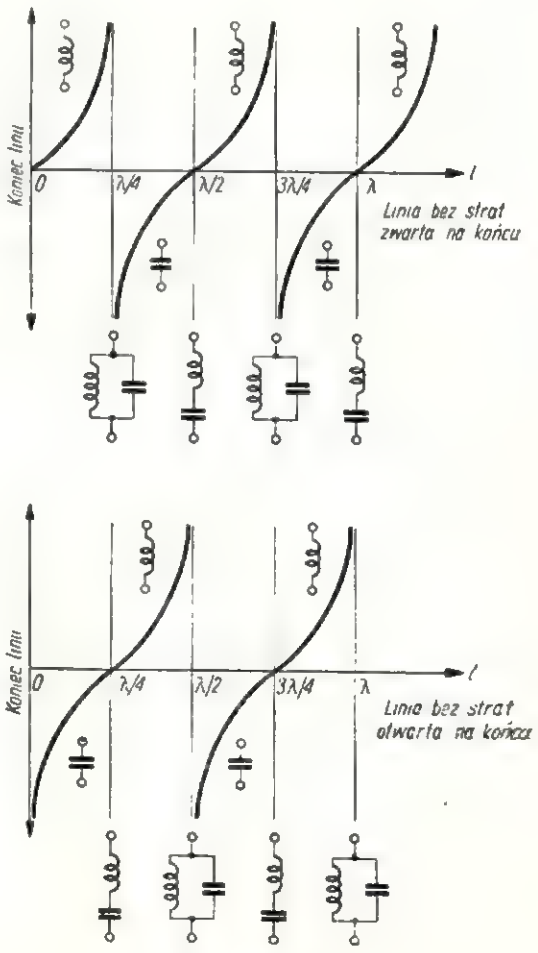
Ponadto linia może być użyta jako indukcyjność lub pojemność o małych stratach przy odpowiednim dobraniu jej długości i zakończenia. Tak np. linia zwarta na końcu ma charakter indukcyjny przy długości mniejszej niż ćwierć fali, a pojemnościowy przy długości między ćwiercią a połową długości fali. Przy końcu otwartym warunki na indukcyjną i pojemnościową składową oporności są odwrotne.

Stosowanie linii zamiast obwodów o stałych skupionych *RLC* daje szereg poważnych korzyści w technice bardzo wielkich częstotliwości: pozwala uzyskać lepszą stabilność obwodów, większą wartość dobroci *Q* oraz wygodniejsze strojenie niż byłoby to możliwe w obwodach ze stałymi skupionymi.

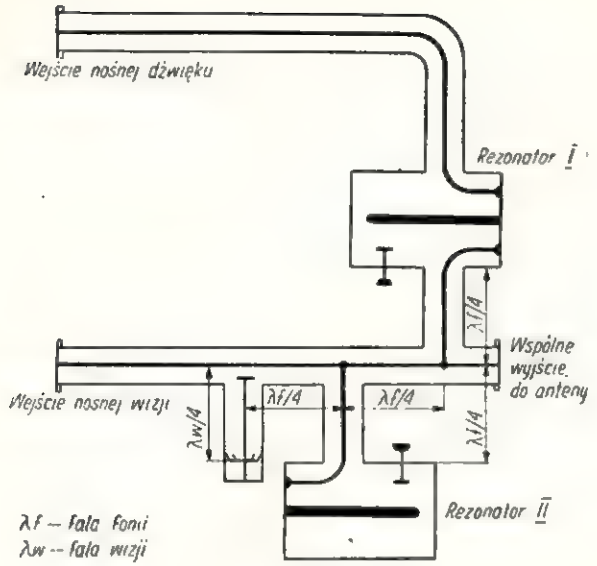
Rozpatrzmy teraz zasadę działania diplexera pokazanego na rys. 2. Rezonatory koncentryczne I i II są dostrojone do częstotliwości nośnej dźwięku. Rezonator I jest filtrem pasmowo-przepustowym dla częstotliwości nośnej dźwięku, podczas gdy rezonator II tłumi skutecznie nośną dźwięku w kanale wizji.

Między rezonatorem I i wyjściem do anteny znajduje się odcinek linii ćwierćfalowej (dla nośnej dźwięku) zamknięty opornością falową fidera prowadzącego do anteny ($Zo = 70\ \Omega$).

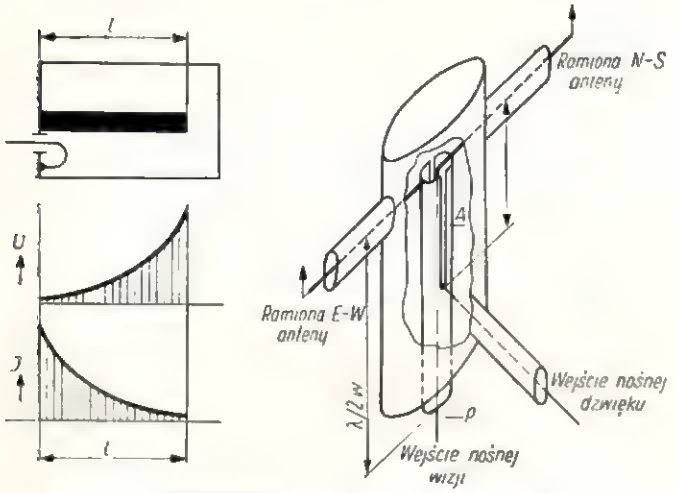
Rezonator jest obwodem o wysokiej dobroci Q i przedstawia sobą filtr bardzo selektywny, tzn. że dla λ_f przedstawia sobą impendancję bardzo wielką, zaś dla $\lambda > \lambda_f$ lub $\lambda < \lambda_f$ impendancję bardzo małą.



Rys. 1



Rys. 2



Rys. 3 Rys. 4

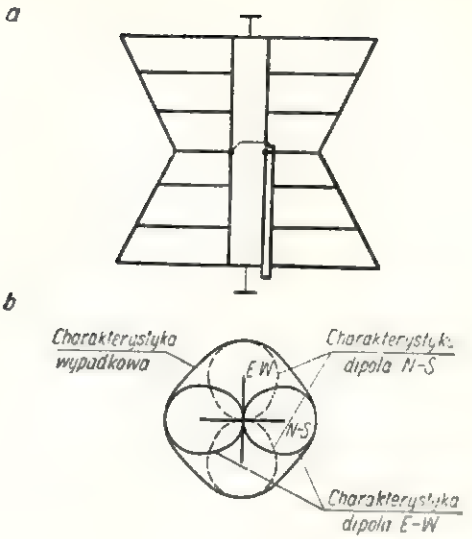
Jednocześnie — jak wynika ze wzoru na impedancję wejściową linii — linia ćwierćfalowa zachowuje się jak transformator impedancji, gdyż podstawiając do tego wzoru

$$l = \frac{\lambda}{4}$$

otrzymamy

$$Z = \frac{Zo^2}{Z_k}$$

Jak widać, impedancja wejściowa linii ćwierćfalowej zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do impedancji obciążenia. Jeżeli np. Z_k jest wielkością bardzo dużą, to impedancja wejściowa Z jest wielkością bardzo małą i odwrotnie. Z tego powodu nośna dźwięku praktycznie bez tłumienia przedostaje się do anteny, podczas gdy nośna wizji nie może przedostać się do nadajnika dźwięku, gdyż jest odbijana przez linię ćwierćfalową praktycznie zwartą na końcu dla kanału wizji rezonatorem I. Energia fali nośnej dźwięku, która przedostaje się do kanału wizji jest odbijana przez rezonator II, który dla kanału dźwięku przedstawia zwarcie na wejściu. Równocześnie dla kanału wizji rezonator II przedstawia wielką oporność dołączoną równolegle do toru wizji, tak że praktycznie nie wpływa na bezpośrednie przenoszenie się energii wizji do anteny. Ponieważ nadajnik wizji obciążany jest rezonatorem II, który jest obwodem o wysokim Q, przeto w wyjściowym stopniu nadajnika mogłyby powstać oscylacje pasożytnicze. Dla ich stłumienia podłączony jest na wejściu kanału wizji dodatkowy ćwierćfalowy obwód strojony.



Rys. 5

Połączenie rezonatorów z odcinkami łączącymi linię, dokonane zostało za pomocą sprzężenia magnetycznego w brzuścu prądu (zwartym końcu rezonatora). Końcowe dostrajanie rezonatorów jest przeprowadzane za pomocą dodatkowej pojemności („sondy") umieszczonej w końcu otwartym. Pojemność tę można regulować najprościej zmieniając zanurzenie sondy.

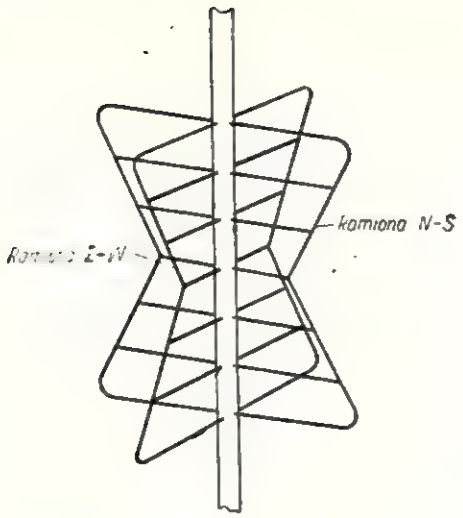
Zaletą omawianego typu diplexera jest minimalne oddziaływanie na siebie obu nadajników, wadą natomiast trudność dobrania sprzężenia w rezonatorach oraz straty wskutek zastosowania obwodów o wysokim Q.

Diplexer mostkowy

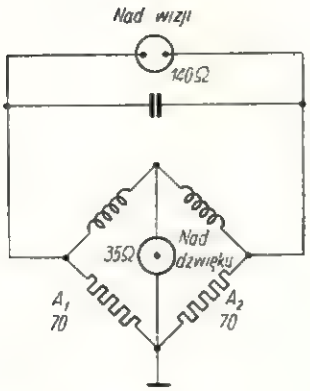
Mostkowy typ diplexera jest przeważnie używany przy szeroko dziś stosowanej w telewizji antenie superkołowrotowej („superturnstile"), która jest anteną z tzw. polem wirującym. Na rys. 5a przedstawiono schematycznie jeden z elementów promieniujących anteny. Jest to dipol poziomy o wybitnie rozszerzonym wymiarze poprzecznym (w stosunku do długości), co daje w efekcie zmniejszenie selektywności anteny, wskutek czego antena taka pracować może w szerokim pasmie częstotliwości. Działanie anteny strojonej można przyrównać do działania obwodu rezonansowego. Użycie przewodów o znacznym przekroju poprzecznym zmniejsza dobroć systemu rezonansowego.

Układ anteny z polem wirującym składa się z dwóch dipoli półfalowych skrzyżowanych ze sobą pod kątem 90° w płaszczyźnie ich polaryzacji i zasilanych z wzajemnym przesunięciem fazowym równym 90°.

Charakterystyki promieniowania poszczególnych dipoli w płaszczyźnie poziomej są pokazane na rys. 5b. Ponieważ w każdym odległym punkcie wektory natężeń pól promieniowych przez obydwa dipole są zawsze przesunięte względem siebie w czasie o 90° — wypadkowe natężenie pola



Rys. 6



Rys. 7

równa się pierwiastkowi kwadratowemu z sumy kwadratów natężeń składowych w danym kierunku, a wypadkowa charakterystyka układu ma kształt prawie kołowy. Przesunięcie fazowe jest zrealizowane za pomocą odpowiednio dobranych odcinków głównej linii zasilającej, których długości elektryczne różnią się o ćwierć długości fali.

Antena superkołowrotowa ma równe impedancje wejściowe obu ramion (N-S i E-W).

Z rys. 4 widać, że diplexer można przedstawić w postaci równoważnego mostka Wheatstone'a (rys. 7).

Dwa równej wielkości ramiona oporowe mostka stanowią dwie połówki anteny (N-S i E-W), zaś ramionami, w których umieszczono reaktancje, są składowe diplexesa, tzw. „rozcięty rękaw".

Ponieważ nadajnik wizji i nadajnik dźwięku są załączone w przekątne mostka, przeto moc obu nadajników rozdziela się do obu ramion anteny bez wzajemnego oddziaływania na siebie obu nadajników.

Rys. 8 przedstawia schemat ideowy połączeń diplexera i anteny superkołowrotowej. Sygnał wizji zasila tu dwie grupy antenowe (N-S i E-W) szeregowo, podczas gdy dźwięk zasila te grupy równolegle.

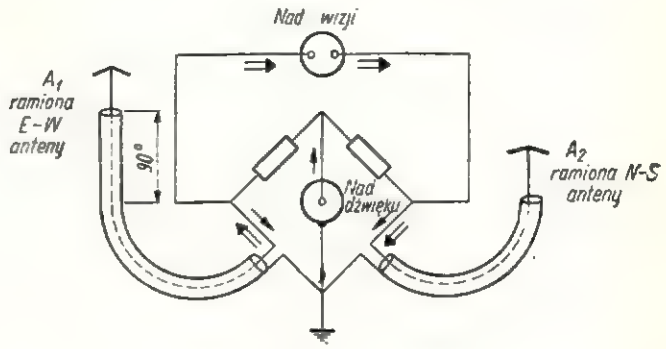
Straty w diplexerze mostkowym są bardzo małe dzięki używaniu obwodów niestrojonych. Konstrukcję mostkową wykonaną z koncentryków obrazuje rys. 4, gdzie zasadniczą częścią jest tzw. „balun" (transformator symetryzujący) w kształcie „rozciętego rękawa". Zewnętrzny przewód koncentryka („rękaw") jest rozcięty na długość ćwierć fali wizji i jedna połowa „rękawa" jest połączona z prętem wewnętrznym *P* na końcu szczeliny.

Do diplexera prowadzi kabel pojedyńczy, wyjście zaś z diplexera jest symetryczne, czego się też wymaga przy zasilaniu anteny superkołowrotowej. Przewód zewnętrzny *A* otoczony jest rurą współosiową. Wejście nośnej dźwięku podłączone do początku szczeliny; w ten sposób nadajnik dźwięku zasila dwie grupy antenowe równolegle.

— transformować wizję z wejścia niesymetrycznego na symetryczne,
— dzielić energię dźwięku równo pomiędzy obie sekcje antenowe,
— stanowić ramiona mostka zrównoważonego,
— zapewniać jednoczesną transmisję dźwięku i wizji na tę samą antenę bez wzajemnego oddziaływania na siebie obu nadajników.

Gdy ten sam obwód spełnia jednocześnie trzy pierwsze funkcje, stanowi wtedy tzw. „balun" (skrót balanced — to — unbalanced) czyli transformator symetryzujący.

Zaletą diplexera mostkowego jest małe oddziaływanie na siebie obu nadajników oraz to, że straty spowodowane

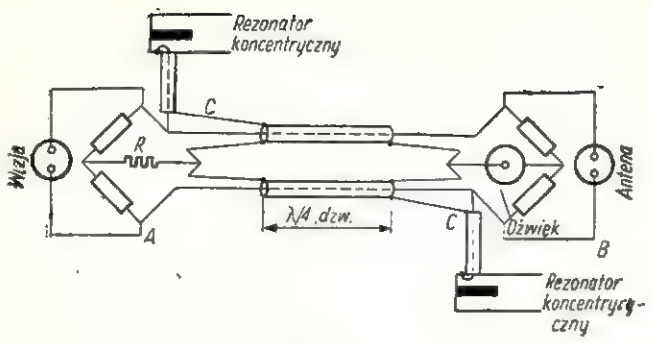


Rys. 8

brakiem obwodów strojonych o dużym *Q* — są małe. Wadą natomiast jest możność odbicia wizji od nadajnika dźwięku. Można to wyjaśnić w następujący sposób: przy niezupełnie idealnym dopasowaniu anteny i nadajnika wizji powstaną odbicia. Fale odbite są dla nadajnika wizji w przeciwfazie, więc się znoszą, natomiast nadajnik dźwięku zasila dipole anteny równolegle, a więc fale odbite wizji wchodzą do nadajnika dźwięku, odbijają się od niego i wracają do anteny, skąd zostają wypromieniowane z opóźnieniem czasowym względem wizji idącej bezpośrednio bez odbić z nadajnika wizji do anteny.

„Notch" diplexer

„Notch" diplexer przedstawia sobą stałe obciążenie dla obu nadajników. Zasada jego działania jest następująca: diplexer zawiera dwa elementarne diplexery mostkowe („baluny") *A* i *B* połączone ze sobą dwoma odcinkami linii przesyłowej o równych długościach. Oprócz tego diplexer zawiera dwa rezonatory koncentryczne oddalone od siebie o ¼ długości fali dźwięku. Nadajnik dźwięku podłączony jest do baluna *B* (rys. 9); energia dźwięku rozdziela się równomiernie na obie linie transmisyjne w fazie. Rezonatory są dostrojone do nośnej dźwięku. Energia dźwięku odbita przez rezonatory będzie równa w dolnej linii i w górnej linii, z tym że napięcie fali dźwiękowej w górnej lini będzie przesunięte w fazie względem napięcia fali dźwiękowej w dolnej linii o 180° (górna fala ma do prze-



Rys. 9

bycia drogę dłuższą o $\frac{\lambda}{2}$ od drogi dolnej fali). W ten sposób fale powracające dźwięku są w przeciwfazie i znoszą się przy nadajniku, wchodząc równocześnie do anteny. Stratność rezonatora powoduje to, że pewien procent energii dźwięku przedostaje się poza punkt *C*. Ta część energii jest pochłaniana przez opornik absorbujący *R*.

Sygnał wizji zasila bezpośrednio antenę poprzez dwa równej długości odcinki linii. Częstotliwości do 4 MHz ponad nośną wizji nie ulegają żadnym odbiciom i osiągają antenę bezpośrednio. W paśmie częstotliwości dźwięku wizja jest odbijana przez rezonatory i pochłaniana przez opornik absorbujący. W ten sposób uniknięto całkowicie wzajemnego oddziaływania na siebie nadajnika wizji i dźwięku. Z diplexera do anteny prowadzi kabel pojedyńczy. Ważne to jest szczególnie tam, gdzie nadajnik znajduje się daleko od anteny. Wtedy pojedyńczy fider obniża koszty techniczne, jak również zmniejsza straty.

Zalety „notch" diplexera

— całkowite odseparowanie od siebie nadajnika wizji i dźwięku,
— diplexer przedstawia sobą stałą impedancję, a to dzięki zastosowaniu opornika absorbującego, który całkowicie pochłania fale odbite wizji i dźwięku.

Wady

— dość skomplikowana budowa,
— straty spowodowane użyciem rezonatorów koncentrycznych.

Literatura

„Electrical communication" — 12/1952
„Broadcast News" — 3,4/1953
„Broadcast News" — 8,11/1953

UNIWERSALNY PRZYRZĄD POMIAROWY

OPISANY tu przyrząd pomiarowy pozwala mierzyć: napięcie prądu stałego i zmiennego małej częstotliwości (30—50 000 Hz) w zakresie od 0,1 do 1200 V; wielkiej częstotliwości (do 150 MHz) w zakresie od 0,1 do 120 V; oporność od 0,2 Ω do 1000 MΩ; pojemność kondensatorów od 1 pF do 10 000 pF. Wejściowa oporność woltomierza dla prądu stałego 11 MΩ, woltomierza dla prądu zmiennego m. cz. 3 MΩ, a woltomierza dla prądu zmiennego w.cz. — 1,5 MΩ.

Źródłem zasilania przyrządu jest sieć prądu zmiennego o napięciu 127 i 220 V. Przy wahaniach napięcia sieci w granicach ± 15% błąd pomiaru nie przekracza 1—2%.

Omówienie schematu

Schemat ideowy całego układu uwidoczniony jest na rys. 1, a uproszczone schematy poszczególnych członów — na rys. 2.

Zasadniczym układem w przyrządzie jest woltomierz prądu stałego — rys. 2a, z zakresem pomiarowym 0—3, 0—12, 0—30, 0—120, 0—300, 0—600, 0—1200 V.

W przekątną mostka utworzonego przez triody lampy V2 i oporniki R_{25}, R_{26} i R_{31} włączony jest mikroamperomierz (zakres do 150 μA). Można tu zastosować także miernik o innym zakresie pomiarowym, nie większym jednak niż 1 mA. W tym też przypadku trzeba odpowiednio zmienić wielkość oporności oporników R_{20}, R_{21} i R_{22}; wielkość tę można orientacyjnie wyliczyć ze wzoru:

$$R_{20}\ (R_{21}, R_{22})\ \text{k}\Omega \cong \frac{1000}{I_{prz}\ (\mu\text{A})}$$

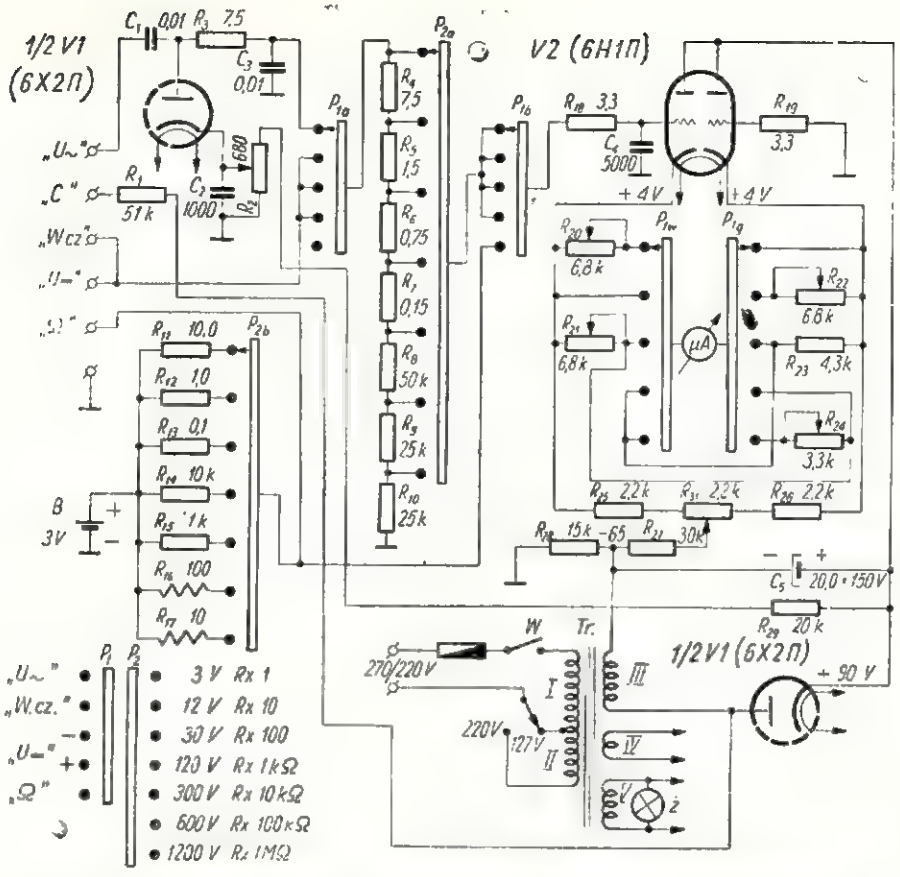
gdzie

I_{prz} — czułość mikroamperomierza.

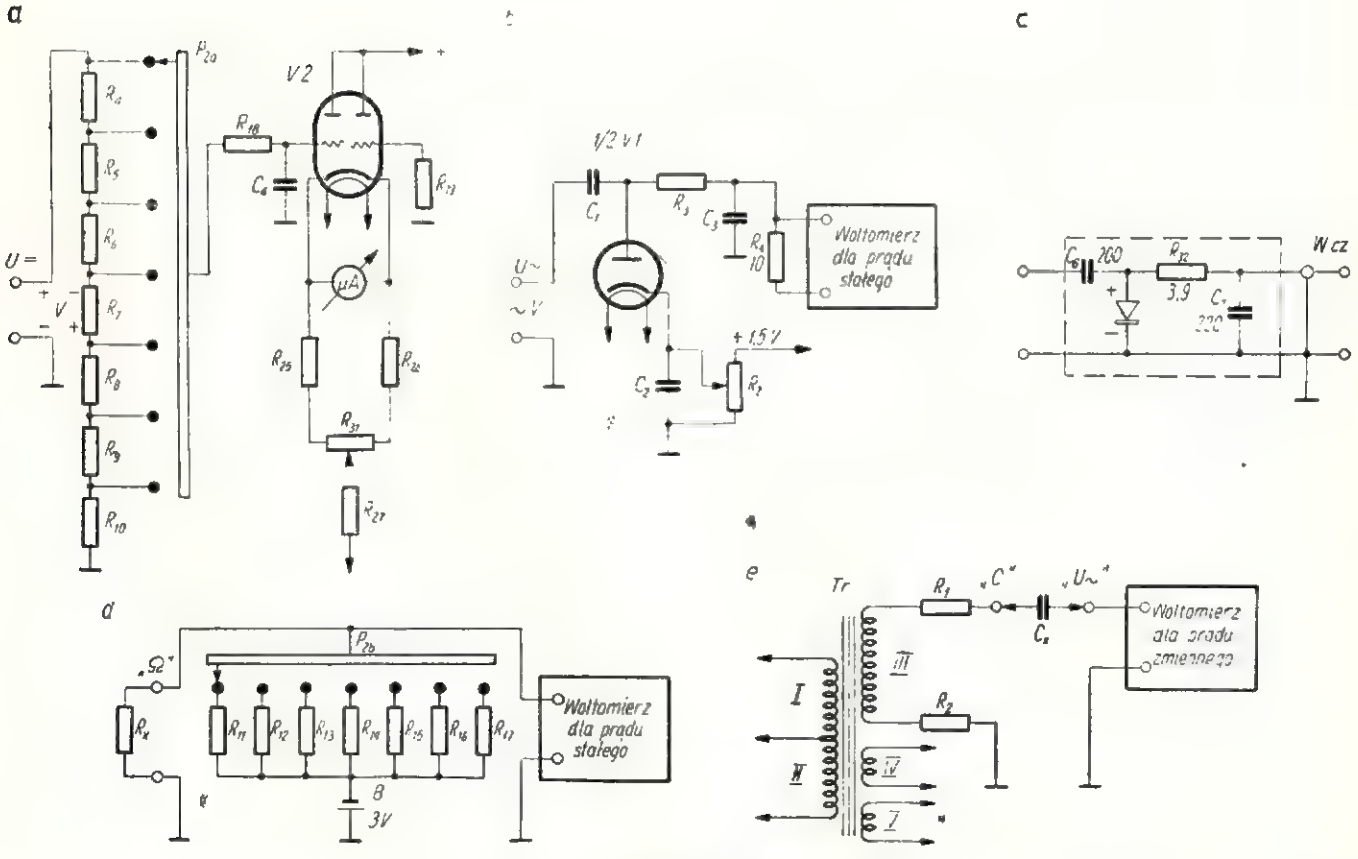
Dzięki zastosowaniu silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego na tej lampie uzyskuje się liniowy przebieg skali oraz mały wpływ wahań napięcia sieci na dokładność wskazań przyrządu. Dla skompensowania dość dużego ujemnego napięcia siatkowego, powstającego na opornikach katodowych, do siatek obu triod doprowadzane jest jednocześnie dodatnie napięcie pobierane z dzielnika oporowego (R_{29}, R_2, R_{28}). Różnica pomiędzy dodatnim napięciem siatkowym a ujemnym wynosi — 4 V, co jest normalne dla lampy typu 6H1П.

Napięcie, które ma być zmierzone, doprowadza się do siatki lewej triody, w wyniku czego stan równowagi układu mostkowego zostaje naruszony, a mikroamperomierz zaczyna wskazywać przepływ prądu, wielkość którego jest wprost proporcjonalna do wielkości mierzonego napięcia. Pełne wychylenie wskazówki miernika odpowiada napięciu na wejściu (siatka lewej triody) ± 3 V. Przy pomiarze napięć powyżej 3 V do siatki tej triody doprowadza się napięcie poprzez dzielnik złożony z oporników $R_4 \div R_{10}$; w zależności od wybranego zakresu pomiarowego dzielnik ten zmniejsza mierzone napięcie odpowiednio 4, 10, 40, 100, 200 lub 400 razy. Lampa V2 pracuje w takim układzie, że nawet przy napięciu na siatce od 100 do 200 V prąd wzdłuż przekątnej mostka niewiele przekracza 150 μA. Z tego względu przyrząd nie jest narażony na przeciążenia.

Przyrządem można mierzyć tak dodatnie jak i ujemne napięcia bez konieczności przestrzegania biegunowości. Służy do tego specjalny przełącznik P_1. Za pomocą opornika R_{31} wskazówkę miernika można ustawić w środku skali. W tym przypadku



Rys. 1. Schemat ideowy uniwersalnego przyrządu pomiarowego



Rys. 2. Uproszczone schematy

a — woltomierz dla prądu stałego, b — woltomierz dla prądu zmiennego m. cz., c — woltomierz dla prądu zmiennego w. cz., d — omomierz, e — pojemnościomierz

Dokończenie na str. 18

ZESPÓŁ ROZGŁOSZENIOWY TESLA ZZ IV 512 008

ROZGŁOSZENIOWY zespół TESLA ZZ IV jest urządzeniem odbiorczo-wzmacniającym, przeznaczonym dla potrzeb udźwiękowiania (megafonizacji).

W skład zespołu wchodzą:

— wzmacniacz mocy,
— gramofon elektryczny z adapterem krystalicznym,
— mikrofon krystaliczny i wzmacniacz wstępny m. cz.,
— odbiornik TESLA „Harmonia",
— zasilacz.

Dane techniczne

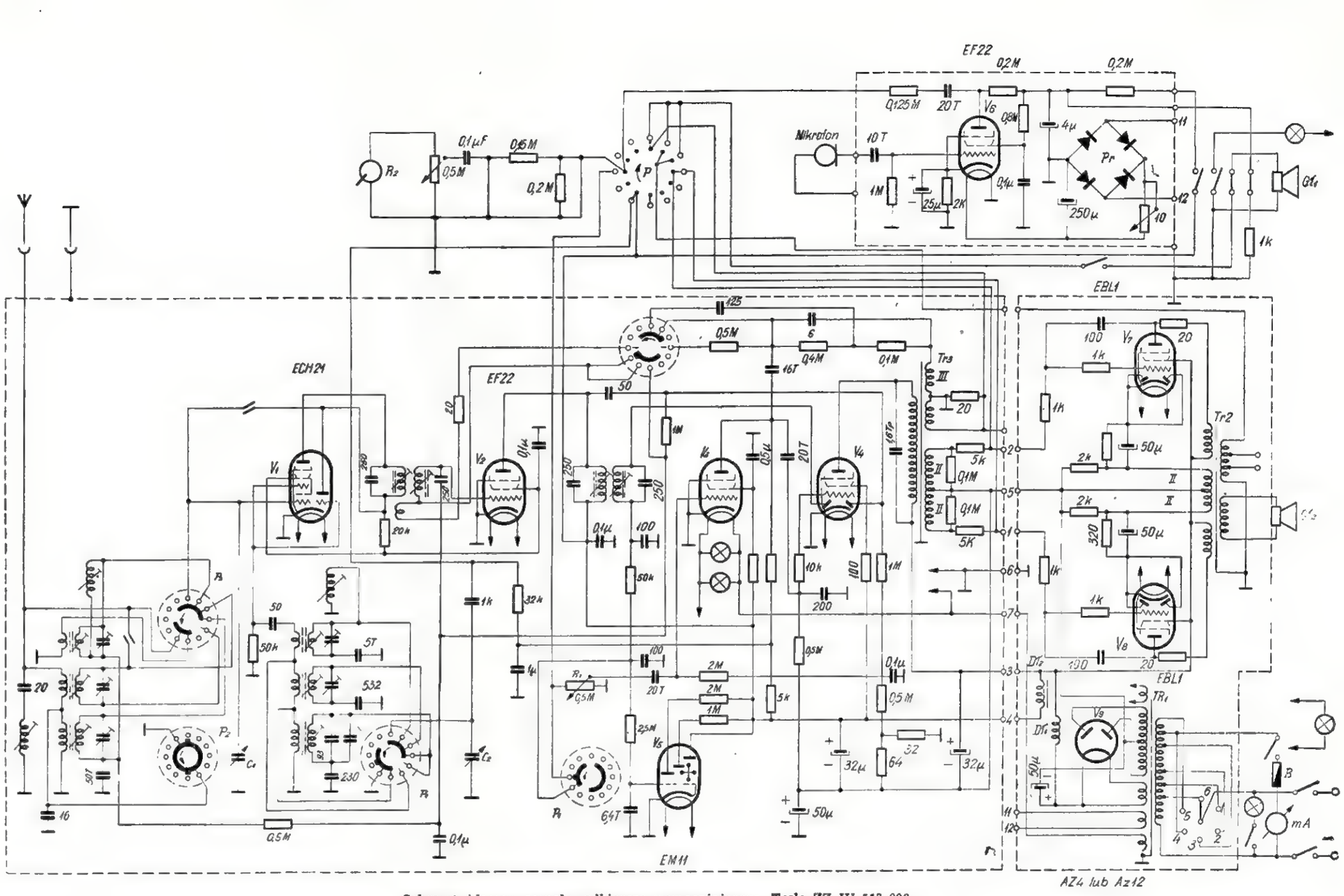
— Moc wyjściowa wzmacniacza		8 W
— Nominalne napięcie wyjściowe		100 V
— Zniekształcenia nieliniowe	poniżej	5%
— Czułość na wejściu mikrofonowym		4 mV
— Czułość na wejściu adapterowym		190 mV
— Charakterystyka częstotliwości (50 ÷ 10 000 Hz)		± 2 dB
— Pobór mocy bez wysterowania		105 W
— Pobór mocy przy pełnym wysterowaniu		130 W

Zakresy falowe odbiornika:

krótkofalowy	16,5 ÷ 51,5 m	18,2 ÷ 5,83) MHz
średniofalowy	187 ÷ 587 m	(1605 ÷ 511) kHz
długofalowy	720 ÷ 1950 m	(426 ÷ 152) kHz
Częstotliwość pośrednia		468 kHz.

Zestaw lamp:

V1 — ECH21 (mieszacz i heterodyna)
V2 — EF22 (wzmacniacz pośr. cz.)
V3 — EF22 (wzmacniacz m. cz.)
V4 — EBL21 (detektor, stopień końcowy odbiornika oraz driver)
V5 — EM11 (magiczne oko)
V6 — EF22 (wzmacniacz mikrofonowy)
V7, V8 — 2 × EBL1 (wzmacniacz mocy)
V9 — AZ4 lub AZ12 (prostownik dwupołówkowy)



Schemat ideowy zespołu odbiorczo-wzmacniającego Tesla ZZ IV 512 008

Opis układu

Wzmacniacz końcowy m. cz. (mocy), przystosowany do zasilania głośników o łącznej mocy do 8 W, pracuje w układzie przeciwsobnym (2 lampy EBL1) w klasie AB. Jest on sterowany z końcowego stopnia odbiornika (lampa EBL21 — część pentodowa) poprzez odpowiednio dostosowany transformator wyjściowy odbiornika. W ten sposób siatki sterujące obu lamp (V7, V8) są zasilane symetrycznie napięciem sterującym ze specjalnego uzwojenia II, II (transformator *Tr3*) poprzez układ oporników (5 kΩ, 1 kΩ, 1 kΩ).

Stopień mocy jest objęty ujemnym sprzężeniem zwrotnym, które powstaje dzięki układowi: 2 oporniki po 2 kΩ każdy w katodach lamp EBL1 i uzwojenia II, II transformatora *Tr2*. Oba stopnie m. cz. odbiornika (V3 i V4) wykorzystane są w tym zespole jako wzmacniacze adaptera i mikrofonu, który niezależnie od tego posiada własny stopień (V6) do wstępnego wzmacniania prądów mikrofonowych.

Lampa wzmacniacza mikrofonowego (V6) jest — jak to widać ze schematu ideowego — żarzona prądem stałym (z prostownika *Pr* w układzie Graetza). Uzyskuje się przez to zmniejszony przydźwięk sieciowy przy nadawaniu z mikrofonu.

Pozostałe lampy odbiornika (V1, V2 i V4 — w części duodiodowej) wykorzystane są jak w normalnym odbiorniku, czyli spełniają funkcję członu sterującego.

Przełączniki P_1, P_2 służą do ustawiania zespołu na sterowanie bądź z anteny, bądź z adaptera lub mikrofonu. Ten sam przełącznik służy do włączania bądź końcowego stopnia odbiornika (który zasila głośnik wbudowany do zespołu), bądź wzmacniacza mocy (który zasila podłączone głośniki). W tym ostatnim przypadku głośnik zespołu spełnia funkcję głośnika kontrolnego. Ustawienie tegoż przełącznika w pozycji „gramofon" lub „mikrofon" umożliwia oddzielne sterowanie wzmacniacza mocy z adaptera i mikrofonu lub jednoczesne sterowanie z obu wejść, tzw. miksowanie audycji.

Potencjometry R_1 i R_2 spełniają rolę regulatorów siły głosu, przy czym potencjometr R_1 stanowi dodatkowy regulator przy sterowaniu z adaptera lub miksowaniu audycji.

Przedwzmacniacz mikrofonowy (V6) zostaje włączony dopiero po podniesieniu mikrofonu. Z tą chwilą następuje automatyczne odłączenie głośnika kontrolnego od wzmacniacza, aby nie powstały akustyczne sprzężenia zwrotne.

Całość urządzenia jest zasilana z jednego wspólnego zasilacza, pracującego na lampie AZ4 lub AZ12 z 2-połówkowym prostowaniem.

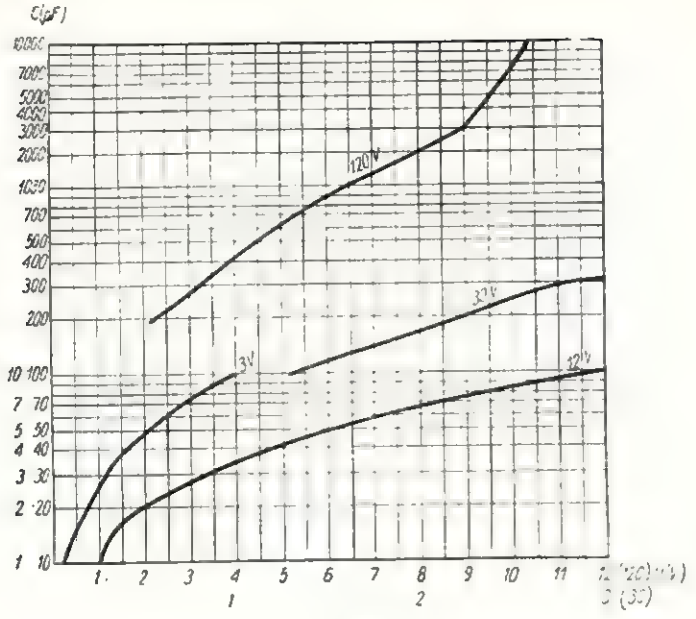
Dwuczłonowy filtr zasilacza złożony z dławika $Dł_1$, $Dł_2$ i kondensatorów elektrolitycznych (50 µF/350V i 2 × 32 µF/350V) dostarcza dostatecznie odfiltrowanego napięcia stałego dla wszystkich stopni zespołu.

Silnik gramofonowy jest dołączony na stałe do pierwotnego uzwojenia transformatora sieciowego na 220 V; w ten sposób odpada konieczność przełączania silnika przy zmianie napięcia sieci.

Żarówka kontrolna (L_5) sygnalizująca pracę gramofonu jest włączana bezpośrednio do przewodów sieciowych i przy każdorazowej zmianie napięcia wymaga wymiany na inną.

A. S.

dokończenie ze str. 15



Rys. 3

pomiar można przeprowadzać nawet bez użycia tegoż przełącznika.

Uproszczony schemat woltomierza dla prądu zmiennego m.cz. przedstawiony jest na rys. 2b. Mierzone napięcie m.cz. prostuje się jedną z diod lampy 6XII. Dla skompensowania prądu początkowego diody doprowadza się do jej katody niewielkie (0.7 ÷ 1.5 V) dodatnie napięcie pobierane z potencjometra R_9. Składowa stała wyprostowanego napięcia m.cz. jest doprowadzona poprzez dzielnik oporowy $R_4 \div R_{10}$ do woltomierza prądu stałego. Zakresy pomiarowe woltomierza dla prądu zmiennego m.cz. są takie same jak w woltomierzu dla prądu stałego.

Pomiar napięć zmiennych w.cz. przeprowadza się układem przedstawionym na rys. 2c. Układem tym można zmierzyć napięcie w.cz. do 120 V (zakresy: 3, 12, 30, 120 V); pomiar wyższych napięć mógłby spowodować uszkodzenie diody germanowej.

Skale przyrządu na wszystkich zakresach pomiarowych zarówno dla prądu stałego jak i zmiennego są zgodne. Wyjątek stanowi skala dla prądu zmiennego m.cz. na zakresie 3V, której podziałki na początku są bardziej zagęszczone (nieliniowy przebieg charakterystyki diody).

Pomiaru oporności dokonuje się przy ustawieniu przełącznika P_1 w pozycji „Ω". Przyrząd jest wówczas wykorzystany jako woltomierz dla prądu stałego — układ z rys. 2d, którym mierzy się spadek napięcia na badanym oporniku R_x. Opornik ten podłącza się w szereg z jednym z oporników wzorcowych (R_{11} — R_{17}). Bez podłączenia opornika R_x wskazówka woltomierza pod wpływem napięcia baterii (B) ustawia się pozycji „∞". Przed każdym pomiarem oporności wskazówkę przyrządu należy ustawić w pozycji „∞", za pomocą potencjometra R_{24}, zaś przed wszystkimi innymi pomiarami — w pozycji „0" za pomocą potencjometra R_{31}.

Układ do pomiaru pojemności przedstawiono schematycznie na rys. 2e. Zmienne napięcie z transformatora Tr poprzez opornik R_1 i mierzony kondensator C_x przedostaje się na wejście woltomierza prądu zmiennego m.cz. Oporność pojemnościowa kondensatora C_x wraz z opornością wejściową woltomierza tworzy dzielnik napięciowy, tak więc dla częstotliwości prądu zmiennego $f = 50$ Hz oporność badanego kondensatora C_x będzie odwrotnie proporcjonalna do wielkości jego pojemności; napięcie, jakie wskaże woltomierz jest tym większe, im większa jest pojemność C_x. Wielkość C_x określa się zgodnie z wykresami na rys. 3.

Konstrukcja przyrządu

Przyrząd — rys. 4 — zmontowany jest w metalowej obudowie o wymiarach 70 x 140 x 200 mm; mieszczą się w niej również elementy zasilania i prostownik woltomierza dla pomiaru napięć zmiennych w.cz.

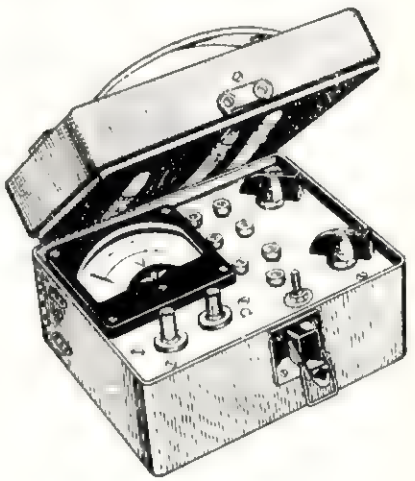
Na wierzchu płyty są rozmieszczone: mikroamperomierz, żaróweczka kontrolna, wyłącznik sieciowy, gałki przełączników P_1 i P_2 oraz potencjometrów R_{21} i R_{27}. Na bocznej ścianie obudowy znajdują się zaciski, do których podłącza się sznur sieciowy.

Rozmieszczenie zasadniczych elementów wewnątrz obudowy widoczne jest na rys. 5. Niektóre detale (przełączniki P_1 i P_2, podstawki lampowe, oporniki stałe i zmienne oraz kondensatory) powinny być wykonane z dobrych materiałów dielektrycznych, a więc np. z ceramiki.

Prostownik napięcia anodowego wykonano w układzie 1-połówkowego prostowania na jednej z diod lampy 6X2П. Na rdzeniu transformatora o powierzchni przekroju 3,8 cm² nawinięte są następujące uzwojenia:

I — 1920 zwojów z drutu ⌀ 0,15 mm, w emalii,
II — 1600 zwojów z drutu ⌀ 0,15 mm, w emalii,
III — 1840 zwojów z drutu ⌀ 0,1 mm, w emalii,
IV — 110 zwojów z drutu ⌀ 0,41 mm, w emalii,
V — 110 zwojów z drutu ⌀ 0,59 mm, w emalii.

Uzwojenie IV, przeznaczone tylko do zasilania obwodu żarzenia lampy V1, powinno być dobrze izolowane.

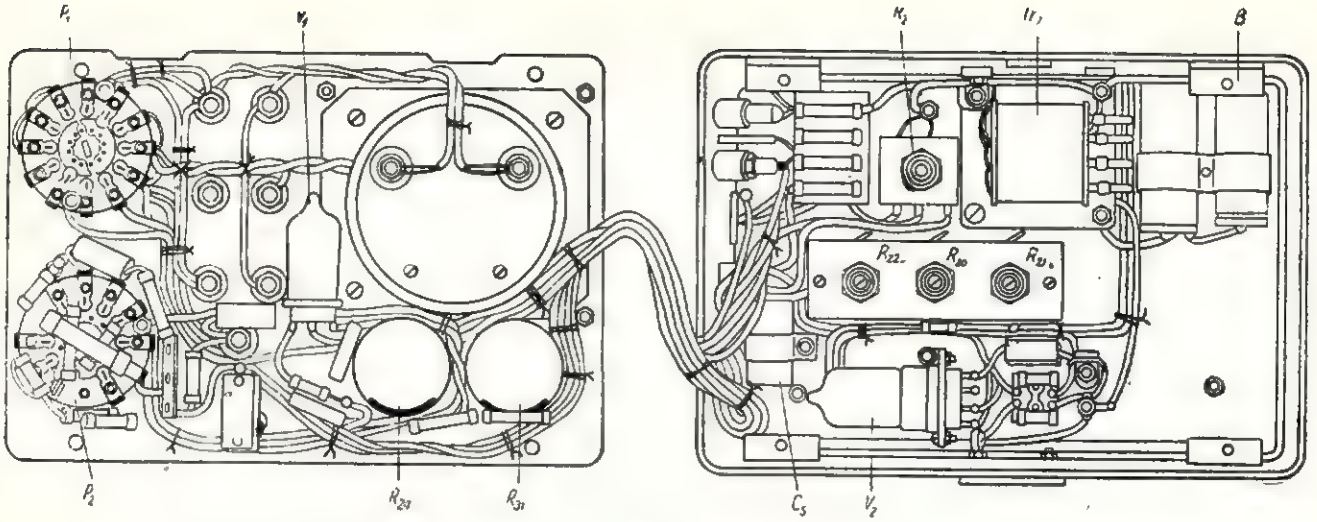


Rys. 4

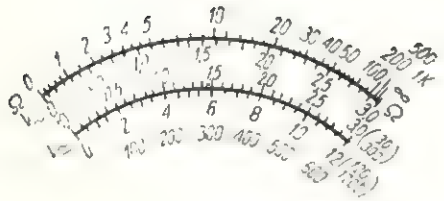
Skalę wykonuje się w sposób przedstawiony na rys. 6.

Wyregulowanie przyrządu

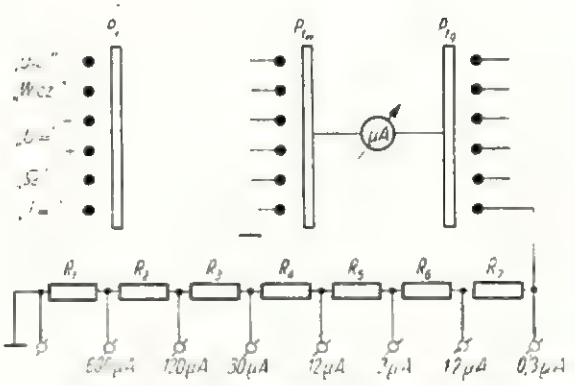
Regulację przyrządu zaczyna się od omomierza. Przed podłączeniem oporników R_4 — R_{10} i R_{11} — R_{17} ustawia się przełącznik P_1 w pozycji „Ω", a P_2 w pozycji $R \times 1$. Następnie podłącza się dokładnie zmierzony opornik R_{17} (10 Ω ± 0,5%) i przy zwartych zaciskach wejściowych ustawia się za



Rys. 5



Rys. 6



Rys. 7

pomocą potencjometra R_{31} wskazówkę przyrządu w pozycji „0". Z kolei — po rozwarciu tych zacisków — ustawia sie wskazówkę przyrządu za pomocą potencjometra R_{24} w pozycji „∞". Mając już wyregulowany omomierz na zakresie $R \times 1$ dobieramy opornik R_{16}, a następnie w podobny sposób oporniki omomierza R_{14}, R_{15}, R_{13}, R_{11} i R_{12}. Oczywiście, kto dysponuje dokładnym mostkiem Wheatstone'a może przed tym wszystkie oporniki wycechować z dokładnością ± 0,5%, przez co odpadnie kłopot kolejnego wyrównywania oporników za pomocą zbudowanego przyrządu.

Następnie podłącza się do układu poszczególne oporniki dzielnika R_1 — R_{10} (po uprzednim sprawdzeniu wielkości ich oporności); wskazane jest aby każdy z nich był wykonany z dwóch szeregowo połączonych oporników dających w sumie podaną na schemacie wielkość oporności. Jeśli dzielnik zostanie wykonany dokładnie, to pozostanie do przeprowadzenia tylko w zasadzie niewielka regulacja na zakresie 3 V. W tym celu do zacisków wejściowych przyrządu podłącza się napięcie 3 V, zmierzone dokładnym woltomierzem i za pomocą potencjometra R_{21} doregulowuje się wskazówką na skali przyrządu do podziałki odpowiadającej 3 V.

Regulacja woltomierza prądu zmiennego w.cz. sprowadza się do wycechowania skali przyrządu na zakresie 3 V i doregulowania za pomocą potencjometra R_{22}, a woltomierza prądu zmiennego m.cz. — za pomocą potencjometra R_{20}. Przed tą ostatnią czynnością należy za pomocą potencjometra R_3 skompensować początkowy prąd diody (zerowanie).

Dodatkowa rozbudowa przyrządu

Zakres wykorzystania opisanego przyrządu można jeszcze bardziej rozszerzyć, wprowadzając do jego układu mikroamperomierz prądu stałego. Najprościej można to zrobić stosując 6-pozycjowy przełącznik P_1; wówczas do szóstego (wolnego) jego kontaktu (P_{1w}, P_{1g} na rys. 7) podłącza się uniwersalny bocznik z odgałęzieniami, które wprowadza się w formie dodatkowych gniazdek na płytę przyrządu (z wierzchu). Dla uzyskania odpowiednich (podanych na rys. 7) zakresów pomiarowych amperomierza, stosuje się bocznik, wielkość którego można z dostateczną dokładnością obliczyć ze wzorów:

$$R_b = \frac{R_{prz}}{\frac{300}{I_{prz}} - 1}$$

$R_1\,(\Omega) = 1{,}66 \cdot 10^{-6} \cdot I_{prz} \cdot R_{prz} + R_b$

$R_2(\Omega) = 8{,}18 : 10^{-6} \cdot I_{prz} \cdot (R_{prz} + R_b) - R_1$

$R_3(\Omega) = 33{,}3 \cdot 10^{-6} \cdot I_{prz} : (R_{prz} + R_b) - (R_1 + R_2)$

$R_4(\Omega) = 81{,}8 \cdot 10^{-6} \cdot I_{prz} \cdot (R_{prz} + R_b) - (R_1 + R_2 + R_3)$

$R_5(\Omega) = 333 \cdot 10^{-6} \cdot I_{prz} : (R_{prz} + R_b) - (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)$

$R_6(\Omega) = 818 \cdot 10^{-6} \cdot I_{prz} \cdot (R_{prz} + R_b) - (R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5)$

$R_7(\Omega) = R_b - (R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6)$

gdzie

I_{prz} — czułość mikroamperomierza (μA),

R_{prz} — oporność wewnętrzna mikroamperomierza (Ω),

R_b — oporność całkowita bocznika (Ω).

Na podstawie radz. *RADIO nr 10/56*

W.

Mgr inż. *ANDRZEJ SOWIŃSKI*

ELEKTRONICZNE MASZYNY LICZĄCE

ROZWÓJ nauki i techniki opiera się m.in. na rozwiązywaniu niezliczonej ilości problemów obliczeniowych. W prostych obliczeniach nieocenione usługi oddaje suwak logarytmiczny, w obliczeniach geodezyjnych używa się arytmometrów ręcznych lub mechanicznych. Są jednak dziedziny wiedzy, w których dotychczasowe środki prowadzenia obliczeń okazują się niewystarczające. Współczesna technika znalazła dość radykalne rozwiązanie tego problemu. Wszechstronne zastosowanie elektroniki umożliwiło powstanie elektronicznych maszyn liczących.

Liczenie za pomocą urządzeń elektrycznych stanowi jedną z najmłodszych gałęzi wiedzy. Rozwój jej zaznaczył się wyraźnie zaledwie kilka lat temu, a już zastosowanie tego rodzaju urządzeń przekroczyło najśmielsze nawet przypuszczenia ich twórców i wybiegło daleko poza matematykę.

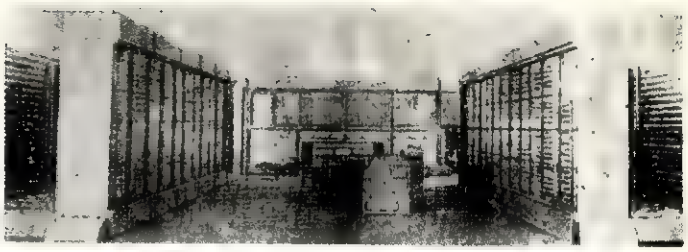
Zastosowanie elektronicznych maszyn liczących w przemyśle odkryło olbrzymie perspektywy pełnej automatyzacji procesów produkcyjnych. Już obecnie maszyny te sterują obrabiarkami produkującymi złożone detale i wyroby. W procesach przygotowywania detali maszyny te przeprowadzają niezbędne obliczenia, porównując obliczone wymiary detali z wymiarami faktycznymi, sterując przy tym obrabiarkami znacznie szybciej i dokładniej, niż najbardziej nawet wykwalifikowany rzemieślnik. Już dziś maszyny liczące sterują całymi zautomatyzowanymi taśmami, działami, a nawet zakładami produkcyjnymi, a także regulują złożone procesy technologiczne. Elektroniczne maszyny liczące poważnie mogą ułatwiać kierowanie gospodarką państwową przez dokonywanie obliczeń statystycznych i buchalteryjnych, przygotowywanie informacji i danych obliczeniowych, analizowanie i wyprowadzanie odpowiednich wskaźników. Oddzielną pozycję stanowi transport, kierowanie którym przy coraz większych szybkościach staje się dla człowieka niezmiernie utrudnione. Wreszcie ostatnie drogi rozwojowe elektronicznych maszyn liczących wprowadzają je w dziedzinę techniki jądrowej, astronautyki i cybernetyki.

Podział elektronicznych maszyn liczących

Elektryczne maszyny do liczenia można podzielić na dwie podstawowe grupy. Pierwsza z nich obejmuje maszyny cyfrowe. Wywodzą się one z bardzo powszechnie stosowanych maszyn mechanicznych, takich jak arytmometry, sumatory itp.

Elektroniczne maszyny liczące są w pełni zautomatyzowane, a dzięki szybkości przebiegów elektrycznych uzyskano fantastyczną wprost prędkość liczenia sięgającą 50 000 do 100 000 operacji arytmetycznych na sekundę przy dokładności sześciu do dziesięciu znaków dziesiętnych.

Poważną wadą tych maszyn jest ich wielkość (rys. 1). Skomplikowane układy powodują, że ilość lamp, kondensatorów, oporników i innych detali wynosi po kilka, a nawet kilkanaście tysięcy, co poważnie zwiększa wymiary



Rys. 1. Ogólny widok maszyny cyfrowej

maszyn, choć na znaczne uproszczenie ich i potanienie budowy wpłynął rozwój techniki półprzewodników.

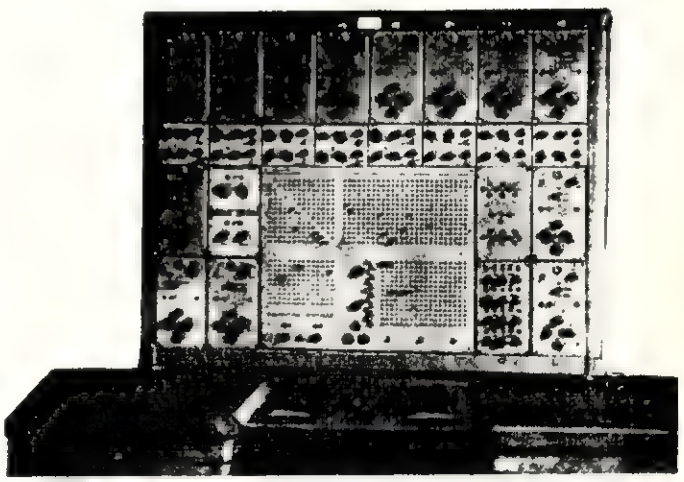
Drugą grupę maszyn liczących stanowią tzw. maszyny analogowe. Zasada działania elektronicznych maszyn analogowych jest oparta na założeniu, że szereg równań różniczkowych, algebraicznych i innych stanowi obraz przebiegów elektrycznych w odpowiednio zbudowanych obwodach. Najogólniej mówiąc — w maszynach analogowych wynik obliczenia jest rezultatem pomiaru jakiejś wielkości fizycznej.

Najprostszym przykładem aparatu analogowego jest suwak logarytmiczny, w którym wynik obliczenia jest rezultatem pomiaru długości odcinka. Dla rozwiązania więc danych równań matematycznych należy zbudować odpowiednie obwody, zasilać je odpowiednim napięciem i przeprowadzić pomiar odpowiednich wielkości elektrycznych. Przebieg tych wielkości będzie analogiczny z rozwiązaniem danego równania.

Z powyższego łatwo już wywnioskować, że sama zasada działania maszyn analogowych wprowadza ograniczenie co do dokładności tych aparatów. Dokładność analogów (bo tak często w skrócie ten typ maszyn jest nazywany) nie może być większa od dokładności zastosowanych przyrządów pomiarowych. Natomiast do głównych zalet maszyn tego typu należy zaliczyć prędkość uzyskania rozwiązań, znacznie prostszą ich konstrukcję (rys. 2) i niewielki stosunkowo koszt ich budowy. Dlatego też rozwój analogów wyprzedził znacznie rozwój maszyn cyfrowych.

Zasada działania elektronicznych maszyn cyfrowych

Bardzo skomplikowane nawet obliczenia można wykonać, posługując się tylko czterema podstawowymi działaniami arytmetycznymi: dodawaniem, odejmowaniem, mno-



Rys. 2. Widok zewnętrzny analogu do automatycznej regulacji

żeniem i dzieleniem. Rozbicie skomplikowanych rachunków na długie lecz proste operacje umożliwiło powstanie automatycznych maszyn cyfrowych.

W wielu problemach obliczeniowych występują miliony działań arytmetycznych. Aby więc omawiana maszyna miała pełną wartość praktyczną, powinna pracować dostatecznie szybko. Dlatego właśnie aparaty tego typu są urządzeniami elektronicznymi, nie posiadającymi w zasadzie żadnych elementów mechanicznych.

W przeważającej większości koncepcja elektroniczna maszyn cyfrowych jest oparta na wykorzystaniu tzw. dwójkowego systemu liczenia. Wiadomo, że najbardziej rozpowszechniony jest dziesiętny system liczenia. W systemie tym dla oznaczenia liczb stosuje się dziesięć cyfr-symboli, od 0 do 9. Są jeszcze stosowane (np. w Anglii) inne systemy, o 12 lub 20 cyfrach-symbolach. System dwójkowy charakteryzuje to, że dla oznaczenia liczby stosuje się najmniejszą możliwą ilość cyfr, mianowicie dwa symbole: „0" i „1". Podobnie jak w systemie dziesiętnym, także w systemie dwójkowym możemy podzielić liczbę na rzędy. W systemie dziesiętnym — pierwszy rząd liczby — jednostki — przedstawia pierwsza cyfra od końca, drugi rząd — dziesiątki — druga cyfra od prawej strony itp.

W systemie dziesiętnym cyfra oznaczająca wyższy rząd jest większa od cyfry poprzedniego rzędu dziesięciokrotnie. W systemie dwójkowym — te dwie cyfry w swoich wartościach różnią się od siebie zaledwie dwukrotnie.

Podział na rzędy liczb obu systemów podaje poniższa tablica.

Ilość rzędów w maszynie ustala się w zależności od wymaganej dokładności obliczeń czyli liczby żądanych znaków w dziesiętnym systemie liczenia. W obecnie konstruowanych maszynach ilość rzędów waha się od 18 do 40.

Zdawałoby się, że zapis systemem dwójkowym jest bardzo „ciężki", bezwładny; posiada on jednak szereg poważnych zalet. Istnieją zaledwie 2 cyfry-symbole w każdym rzędzie danej liczby: 0 lub 1, co właśnie pozwoliło na powstanie i rozwój elektronicznych maszyn liczących. Wynika to stąd, że podstawowy element tych maszyn — lampa elektronowa lub krystaliczna (tranzystor) — może znajdować się w jednym z dwóch stanów pracy. Może przewodzić prąd lub może go nie przewodzić. Elektroniczne maszyny cyfrowe posługują się tymi dwoma stanami lamp elektronowych, przedstawiając poszczególne liczby w postaci kolejno następujących przerw i impulsów prądu elektrycznego (rys. 3). Istnienie impulsu odpowiada symbolowi-cyfrze 1, a brak impulsu — symbolowi 0.

Rys. 3. Przebieg impulsów w maszynie cyfrowej

Elektroniczna maszyna licząca cyfrowa składa się z sześciu podstawowych członów-zespołów urządzeń (rys. 4).

Wartość symbolu 1 w każdym rzędzie

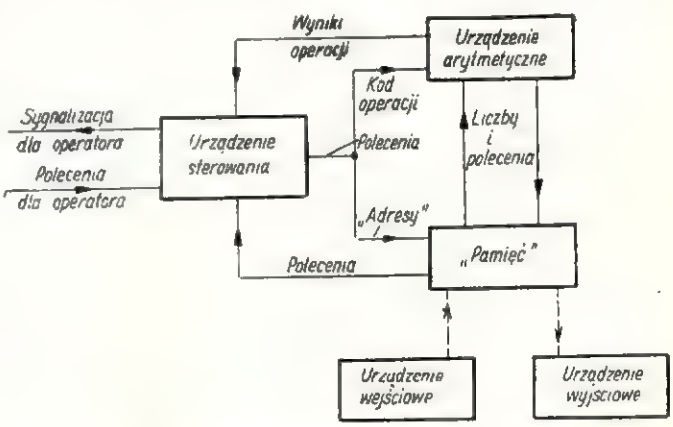
System	Rząd											
	n	n^{-1}	X	IX	VIII	VII	VI	V	IV	III	II	I
dwójkowy	2^{n-1}	2^{n-2}	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
dziesiętny	10^{n-1}	10^{n-2}	10^9	10^8	10^7	10^6	10^5	10^4	10^3	10^2	10	1

W pierwszym rzędzie liczby zapisanej systemem dwójkowym może być tylko jedna z dwóch cyfr-symboli: 0 lub 1. Cyfra 2 systemu dziesiętnego w zapisie systemem dwójkowym jest już oznaczana jedynką w drugim rzędzie, tak jak cyfra stojąca w drugim rzędzie zapisu dziesiętnego oznacza dziesiątki. Jeśli w trzecim rzędzie systemu dziesiętnego mamy setki, to w trzecim rzędzie zapisu dwójkowego mamy tylko „czwórki", w czwartym — „ósemki", w piątym — szesnaście jednostek itp.

Przedstawmy to na przykładach. Liczba 1 systemu dziesiętnego w systemie dwójkowym jest oznaczona także przez 1; liczbie 2 w systemie dwójkowym odpowiada zapis 10 (czytaj jeden-zero); liczbie 3 — zapis 11; liczbie 4 — zapis 100; liczbie 5 — zapis 101 itd. Dla większej przejrzystości zestawmy to w kolumnę:

0 — 0	3 — 11	6 — 110	9 — 1 001	12 — 1 100	15 — 1 111
1 — 1	4 — 100	7 — 111	10 — 1 010	13 — 1 101	16 — 10 000
2 — 10	5 — 101	8 — 1 000	11 — 1 011	14 — 1 110	17 — 10 001

Wynika stąd, że dla zapisu danej liczby w systemie dwójkowym trzeba stosować większą ilość cyfr-symboli. Na przykład liczba 13 wymaga czterech cyfr-symboli, a liczba 76 aż siedmiu symboli (1 001 100).



Rys. 4. Schemat blokowy maszyny cyfrowej

Są to:

— urządzenie wejściowe, zwane poprostu wejściem, przez które wprowadzane są do maszyny informacje, tzn. liczby i polecenia,

— urządzenie arytmetyczne, wykonujące właściwe działania obliczeniowe,

— rejestr, zwany także „pamięcią", magazynujący informacje,

— urządzenie sterujące, które rządzi kolejnością i przebiegiem działań,
— urządzenie kontrolne, pozwalające na kontrolowanie pracy maszyny, zarówno ostatecznych wyników jej pracy jak i fragmentów działania,
— urządzenie wyjściowe, które podaje wyniki.

Na urządzenie wejściowe wprowadza się początkowe dane liczbowe i program obliczeń, składający się z oddzielnych poleceń-rozkazów. Każde zadanie obliczeniowe rozdziela się na szereg oddzielnych operacji arytmetycznych, jak dodawanie, odejmowanie, mnożenie i dzielenie. Ustala się także program, tj. kolejność liczenia. Program zestawia się tak, aby maszyna otrzymując odpowiednie polecenie, mogła wykonać przewidziane operacje automatycznie w żądanym porządku. Każde polecenie wskazuje, jaka operacja powinna nastąpić w danej chwili w maszynie, z jakimi liczbami, z której komórki rejestru („pamięci") należy wziąć tę liczbę i gdzie zapisać wynik obliczenia. Całość poleceń i liczb, z którymi polecenia te będą wykonane, nosi nazwę programowania zadania. Program wprowadza się do maszyny w postaci instrukcji, zapisanej określonym kodem. Dla zapisu stosuje się taśmy magnetyczne, perferowane, fotograficzne itp.

Urządzenie arytmetyczne dokonuje elementarnych operacji arytmetycznych i logicznych. Ponieważ mnożenia i dzielenia można dokonać za pomocą operacji dodawania i odejmowania, urządzenie arytmetyczne składa się w zasadzie z jednego elementu — „sumatora".

Urządzenie rejestrujące zapisuje wyniki pośrednich obliczeń dokonanych przez maszynę. Zestawy liczb i poleceń „ulokowane" w urządzeniu rejestrującym, mogą być wybierane z danej komórki „pamięci" i kierowane do innego urządzenia maszyny. Zestawy te, zwane kodami, tworzą instrukcję dla maszyny (podobnie ma się rzecz z rachmistrzem, który mając wykonać skomplikowane obliczenia, musi wiedzieć jakie cyfry, w jakiej kolejności i skąd je brać). Np. dla dodania dwóch liczb A i B muszą być podane w instrukcji trzy „adresy" komórek „pamięci":
— komórki, z której wybrana będzie liczba A,
— komórki, z której wybierze się liczbę B,
— wolnej komórki, w której zachowana będzie suma A + B dla następnego obliczenia.

Moc obliczeniowa maszyny określa się pojemnością urządzenia rejestrującego, a więc ilością komórek „pamięci". Czas potrzebny na wybranie liczb i poleceń musi być bardzo mały; wynosi on kilka mikrosekund.

Urządzenie sterowania zapewnia automatyczne wykonanie wszystkich obliczeń według założonego programu. Urządzenie to dokonuje wybrania liczb z komórek „pamięci", daje polecenia na wykonanie potrzebnych operacji arytmetycznych, odsyła wynik obliczenia do urządzenia rejestrującego, wybiera następne polecenie itd. W ten sposób urządzenie to zapewnia kolejność pracy maszyny.

Urządzenie kontrolne pozwala kontrolować z pulpitu sterowniczego przebieg pracy poszczególnych podzespołów i całej maszyny. Na pulpicie tym zainstalowane są elementy sygnalizujące o jakichkolwiek niedokładnościach w pracy maszyny.

Urządzenie wyjściowe ma postać bardzo różną. Wyniki mogą być podawane na taśmie magnetycznej lub fotograficznej, a nawet na maszynie samopiszącej. Możliwe jest także uzyskanie wyników w postaci wykresów. Już z dotychczasowego opisu wynika, że praca tego rodzaju aparatury jest bardzo skomplikowana. Lecz wiadomo już, że podstawową operacją jaką maszyna wykonuje, jest dodawanie. Trzeba więc jeszcze podkreślić, że sumowanie to może się odbywać kolejno, rząd za rzędem i wówczas jest to maszyna o pracy szeregowej. Jeśli natomiast dodawanie odbywa się równolegle, jednocześnie we wszystkich rzędach, to taka maszyna pracuje równolegle. Oczywiście, dodawanie równoległe wymaga mniej czasu, lecz tego rodzaju sumator jest znacznie więcej skomplikowany od maszyny o pracy szeregowej.

d.c.n.

Z PRASY ZAGRANICZNEJ

Generator sygnałów GS-24

PRZEDSTAWIONY na schemacie generator sygnałów pracuje na podwójnych triodach typu 6N9S i jest przystosowany do zasilania z sieci prądu zmiennego o napięciu 127, 220 V lub z baterii anodowej 200 V i żarzenia 6,3 V. Wytwarza drgania o częstotliwości od 100 kHz do 16 MHz na sześciu podzakresach. Dokładność wskazań na skali częstotliwości rzędu ± 1,5%.

Dostarczane przez generator na wyjściu napięcie w. cz. jest regulowane za pomocą dzielnika napięciowego w granicy od 100 μV do 0,1 V, przy czym błąd wskazań na skali dzielnika napięciowego nie przekracza + 50%.

Napięcie wyjściowe w. cz. w zakresie częstotliwości pośredniej (110 i 465 kHz) przy obciążeniu generatora opornością 250 kΩ wynosi około 0,5 V przy tolerancji ± 25%.

Średnia wartość współczynnika głębokości modulacji (amplitudowej) zmienia się w zakresie częstotliwości roboczych w granicach od 15÷45%.

Zasadniczymi członami generatora sygnałów są: stopień generatora w. cz., generator m. cz. (modulator), prostownik i dzielnik napięciowy (attenuator).

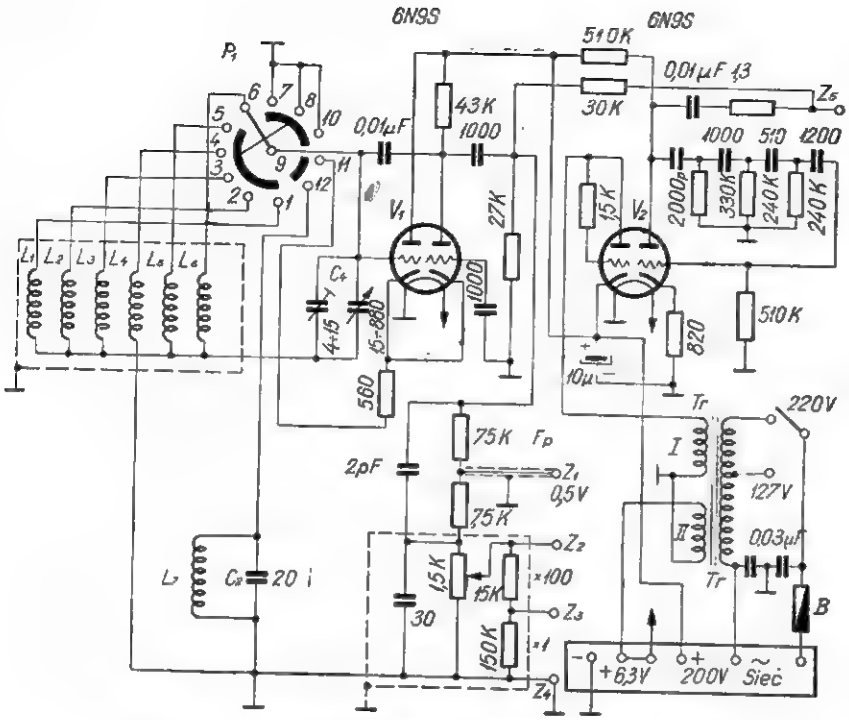
W stopniu generatora w. cz. użyta jest podwójna trioda typu 6N9S (lampa V1) w układzie odznaczającym się dużą stałością częstotliwości. Amplituda napięcia obwodu drgań na dowolnym podzakresie nie przekracza 10 V, dzięki czemu promieniowanie na częstotliwościach pasożytniczych jest znikome, tak że zbędnym staje się ekranowanie pojedynczych obwodów drgań na poszczególnych podzakresach.

Przejście z jednego podzakresu na drugi odbywa się za pomocą przełącznika P_1 (przez przełączanie cewek poszczególnych obwodów drgań od $L_1 \div L_5$), zaś w celu wyeliminowania dodatkowych strat energii — cewki nieczynnych obwodów drgań są zwierane poprzez dodatkowe kontakty tegoż przełącznika.

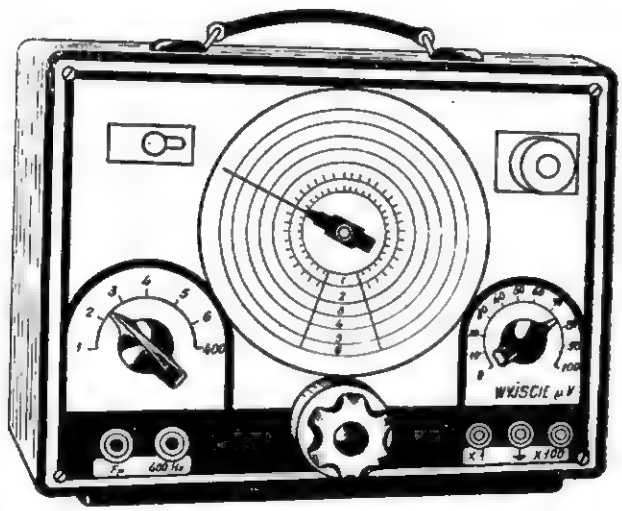
Do przestrajania generatora w. cz. na dowolnym podzakresie służy kondensator zmienny (C_4).

Dodatkowy obwód drgań (L_7, C_9) włączony do katody lampy V1 ma na celu wyrównanie amplitudy napięcia wyjściowego na szóstym podzakresie.

Modulacja generatora w. cz. następuje w wyniku doprowadzenia na siatkę sterującą prawej triody (lampa V1) napięcia z generatora m. cz.



Rys. 1. Schemat ideowy generatora sygnałowego



Rys. 2. Wygląd zewnętrzny generatora sygnałów GS-24

Z_5, a następnie przez dzielnik (30 kΩ i 27 kΩ) na siatkę generatora w. cz.

Lewa trioda lampy V2 spełnia funkcję prostownika z jednopołówkowym prostowaniem, który dostarcza napięcie anodowe 200 V.

Dla zapewnienia możliwie największej precyzji dostrajania generatora do żądanej częstotliwości — oś kondensatora obrotowego (C_4) jest sprzężona mechanicznie z gałką strojeniową oraz wskazówką skali za pomocą 2 trybów o odpowiedniej przekładni.

Zespół cewek ($L_1 \div L_5$) oraz oporniki attenuatora (1,5 Ω, 15 kΩ i 150 kΩ) są starannie zaekranowane w celu zmniejszenia promieniowania sygnału użytecznego na zewnątrz.

Całość układu zmontowana jest w obudowie metalowej o wymiarach 160 x 210 x 90 mm. Na frontowej płycie obudowy rozmieszczone są od strony wewnętrznej: transformator sieciowy, lampy, kondensatory, oporniki i zespoły cewkowe, zaś z odwrotnej (zewnętrznej): gałki regulatorów, strojenia, skala, zaciski wyjściowe (Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5), wyłącznik sieciowy i bezpiecznik.

Dane elektryczne transformatora sieciowego:

— przekrój rdzenia: 3 cm²

— uzwojenie pierwotne na 127/220 V: 1160 + 1520 zwojów, drut w emalii, ϕ 0,2 mm

— uzwojenie wtórne I : 2150 zwojów, drut w emalii, ϕ 0,1 mm

— uzwojenie wtórne II : 89 zwojów, drut w emalii, ϕ 0,51 mm.

Dane co do ilości zwojów cewek poszczególnych podzakresów podaje tablica.

Napięcie w. cz. z obwodu anodowego prawej triody (lampa V1) jest doprowadzane poprzez dzielnik (75 kΩ, 7,5 kΩ, 1,5 kΩ i 150 kΩ) do zacisków wyjściowych (Z_1, Z_2, Z_3) oznaczonych symbolami „Fp", „x1", „x100".

Potencjometr 1,5 kΩ spełnia rolę regulatora napięcia wyjściowego.

Źródłem napięcia m. cz. (400 Hz) jest generator RC pracujący na prawej triodzie (lampa V2). Z obwodu anodowego tej triody napięcie m. cz. jest dostarczane przez kondensator 0,01 μF i opornik 1,3 Ω do zacisku wyjściowego

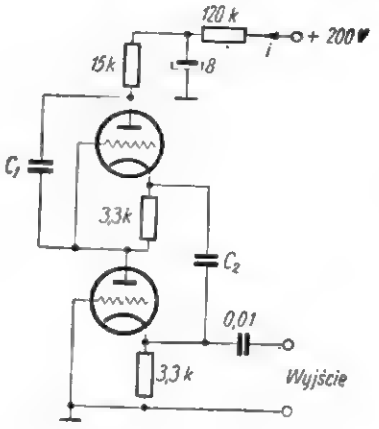
Cewka	Średn. zewn. karkasu w mm	Długość karkasu w mm	Ilość zwojów	Ilość sekcji	Rodzaj cewki	Rodzaj izolacji przewodu i średnica w mm			Odległ. między sekcjami w mm
L_1	16,3	40	810	3	komórkowa	emalia i jedwab		0,08	4
L_2	16,3	40	330	4	„	„	„	0,08	4
L_3	16,3	40	108	4	„	„	„	0,08	—
L_4	16,3	40	43	4	„	„	„	0,1	—
L_5	16,3	40	24	—	jednowarstwowa masowo nawijana	emalia		0,35	—
L_6	16,3	40	9	—	„	„		0,64	—

Na podstawie radz. „Radio" nr 2/1955

A. S.

Nowy układ oscylatora akustycznego

Eksperymentujących radioamatorów zainteresuje ciekawy układ oscylatora opisany w jednym z numerów Radio and Television News. Układ ten — patrz rysunek — jest odmianą multiwibratora w układzie szeregowym i przy właściwym doborze elementów wytwarza sinusoidalny ton bez harmonicznych; może być zastosowany jako modulator dla generatora sygnałowego lub jako generator akustyczny dla zasilania mostka. Częstotliwość drgań zależna jest od pojemności kondensatorów C_1 i C_2; gdy np. C_1 = 4000 pF, zaś C_2 = = 20 000 pF, częstotliwość rezonansowa wynosi 400 Hz. Zmieniając pojemność C_1 na 1000 pF, a C_2 na 10 000 pF, ustali się częstotliwość drgań na 1000 Hz. Ogólnie biorąc — większy wpływ na zmianę częstotliwości ma kondensator C_2; np. zmieniając C_2 z 10 000 pF na 20 000 pF, częstotliwość zmniejsza się z 1000 Hz do 500 Hz, zmieniając zaś następnie C_1 z 1000 pF na 4 000 pF, częstotliwość zmniejsza się z 500 na 400 Hz.



Mimo prostoty tego układu stabilność jego pracy jest dość duża; np. zmiana napięcia anodowego z 200 do 150 V powoduje zwiększenie częstotliwości o 30 Hz.

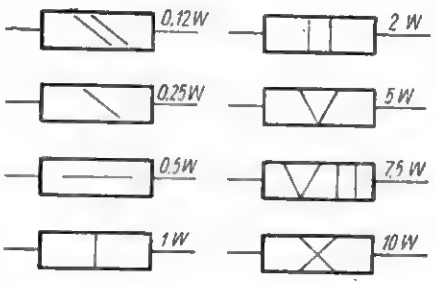
Wg *Radio and Telewision News* 9/56

F.

Odczytywanie wielkości oporności ze schematów radzieckich

Wielu radioamatorów, jak również pracowników Stacji Obsługi Radiotechnicznej ma do czynienia z odbiornikami produkcji radzieckiej oraz ich schematami ideowymi. Tu — być może — niejednokrotnie napotykają na trudności w odczytywaniu oporności poszczególnych oporników stałych i zmiennych, gdyż jej wielkość wyrażana jest (dla większej przejrzystości schematu) samą tylko liczbą.

Otóż przy opornikach o oporności do 999 Ω włącznie — podaje się tylko liczbę określającą wielkość oporności bez słowa „om" lub znaku „Ω" (np. liczba 470 umieszczona przy R_7 oznacza oporność 470 omów). Wielkość oporności od 1 000 do 999 000 Ω (od 1 do 999 kΩ) oznacza się odpowiednią liczbą z dodaniem litery „k" (np. 650 k oznacza oporność 650 000 Ω czyli 650 kΩ; 4,7 k oznacza oporność 4 700 Ω).



Przy opornikach o opornościach od 1 MΩ w górę pisze się tylko cyfrę (lub liczbę) określającą wielkość oporności w MΩ wraz z przecinkiem i zerem lub liczbą określającą część MΩ (np. 2,0 przy oporniku R_3 oznacza oporność 2 MΩ; natomiast 4,7 oznacza oporność 4,7 MΩ).

Umieszczone obok opornika gniazdko oznacza, że wielkość jego oporności powinna być dobrana doświadczalnie w czasie strojenia.

Obciążenie w watach poszczególnych oporników jest podawane za pomocą odpowiednich znaków zewnątrz prostokąta oznaczającego symbol opornika; znaki te — patrz rysunek — określają moc danego opornika w watach.

Wg radz. *RADIO* nr 3/57

W. Grudziński

Inż. *W. A. TREMBIŃSKI*

PRZYSTAWKA–WZMACNIACZ DO TELEWIZORA

ZWIĘKSZENIE zasięgu telewizora, a więc odbiór w miejscowościach daleko położonych od stacji nadawczej można uzyskać przez zwiększenie napięć w.cz. na wejściu odbiornika.

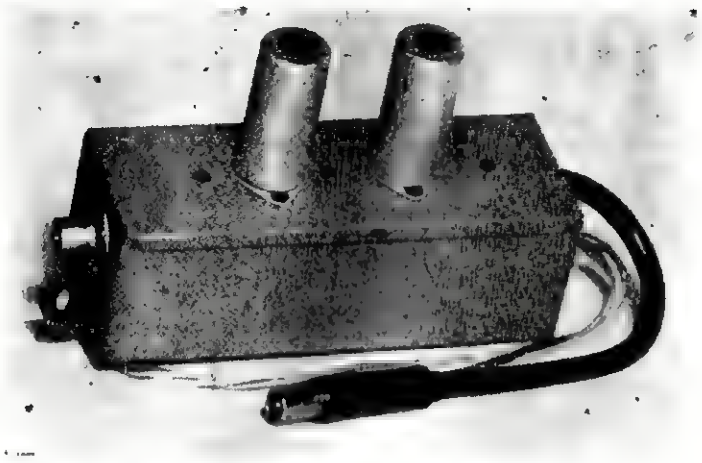
Spełnienie tego warunku osiąga się dwoma sposobami, a mianowicie:

— przez zastosowanie lepszej lub kierunkowej anteny (np. dipola na dachu — zamiast anteny pokojowej lub anteny o charakterystyce kierunkowej, a więc: dwuczłonowej — dipol z reflektorem, trójczłonowej — dipol z reflektorem i direktorem, czteroczłonowej — dipol z reflektorem i dwoma direktorami lub wreszcie pięcioczłonowej — dipol z reflektorem i trzema direktorami);

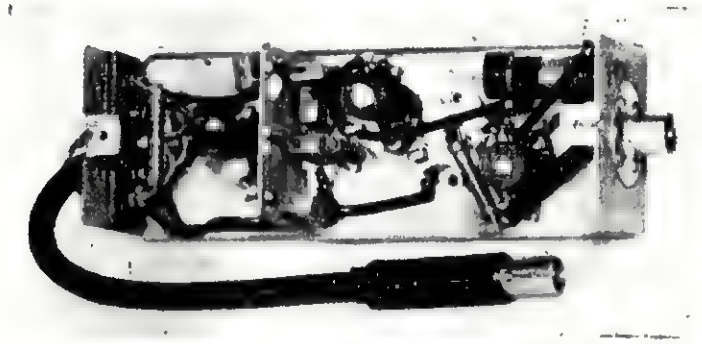
— przez zastosowanie dodatkowego wzmacniacza w.cz. załączonego pomiędzy antenę odbiorczą i telewizor;

W niniejszym artykule zajmiemy się tylko drugim sposobem, podając opis urządzenia fabrycznego. Wzmacniacze takie — w postaci przystawek do odbiorników telewizyjnych — produkują radzieckie Zakłady Produkcji Pomocniczej Łączności; jest on na tyle prosty i zawiera tak niewiele części składowych, że może być wykonany również sposobem amatorskim.

Na rys. 1 pokazano widok zewnętrzny przystawki wzmacniacza, natomiast na rys. 2 — jego wnętrze po zdjęciu pokrywy. Schemat przystawki przedstawiony jest na rys. 3.



Rys. 1. Wygląd zewnętrzny przystawki do telewizora



Rys. 2. Widok wnętrza przystawki po zdjęciu pokrywy

Przystawka jest wykonana w blaszanym składanym pudełeczku o wymiarach: 53 x 97 x 159 mm. Wykonywane są dwa rodzaje przystawek: „UPT-1" — dla odbioru stacji pracujących w pierwszym zakresie (np. Moskwa, Leningrad itp.) oraz „UPT-2" — dla odbioru stacji pracujących w drugim zakresie (np. Kijów, Warszawa itp.).

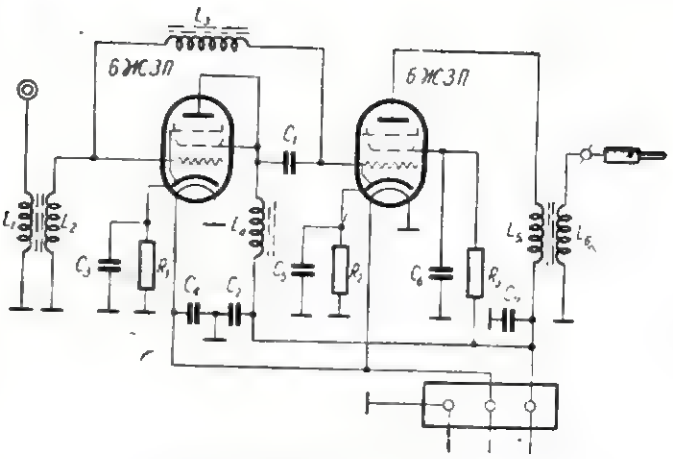
Jak wynika ze schematu, omawiana przystawka jest zasilanym z telewizora wzmacniaczem dwulampowym w.cz. z lampami typu 6Ж3П*). Wzmacniacz ma gniazdo do przyłączenia wtyczki od anteny oraz sznur z wtyczką do włączenia „wyjścia" wzmacniacza do gniazda antenowego telewizora. Zasilanie odbywa się trzema przyłączanymi do telewizora (zgodnie z jego schematem) przewodami, oznaczonymi kolorami; żółty lub pomarańczowy przyłącza się do obwodu napięcia anodowego (+250 V), biały włącza się do obwodu żarzenia lamp (6,3 V), niebieski lub granatowy przyłącza się do korpusu telewizora (równoważny z „ziemią"). Pudełeczko wzmacniacza umocowuje się po stronie wewnętrznej lub zewnętrznej tylnej pokrywy telewizora.

Napięcia zasilające telewizor i przystawkę nie powinny wahać się w granicach wyższych niż +5% ÷ 10% wartości znamionowej.

Wobec tego, że przystawka jest wzmacniaczem w.cz. załączanym pomiędzy antenę telewizyjną dowolnego typu a odbiornik telewizyjny, nadaje się ona przede wszystkim do odbiorników telewizyjnych o układzie superheterodynowym (np. „Rubens", „Leningrad T2", „Temp", „Awangard", „Siewer", „Zenit", „Wisła", itp.). Zastosowanie przystawki do odbiorników o bezpośrednim wzmocnieniu w.cz. (np. „KWN-49" itp.) jest niewskazane ze względu na możliwe występowanie szkodliwych sprzężeń wzmacniaczy.

Jak widać na rys. 1 i 2 — pudełko jest wykonane z dwóch odpowiednio nasuwanych na siebie części tworzą-

*) Odp. EF96 lub 6AG5 — przyp. red.



Rys. 3. Schemat przystawki do telewizora

cych prostopadłościan. Lampy są mechanicznie chronione kapturkami, które są równocześnie ekranem. Pod cokołem drugiej lampy mieści się rodzaj uziemionego ekranu pomocniczego, do którego są dołączone odpowiednie bieguny kondensatorów i oporników. W dolnej części obudowy są otwory do regulacji cewek L_1, L_2, L_4, L_5 i L_6; otwory te są zaklejone po wyregulowaniu obwodów w fabryce. Również cewka L_3 może być regulowana przez otwór w bocznej ścianie obudowy. Po wyregulowaniu w fabryce otwór ten zostaje zalany parafiną.

Poniżej zamieszczone są dane elektryczne poszczególnych części składowych uwidocznionych na schemacie (rys. 3).

Oporniki masowe

R_1 — 360 Ω ± 5% / 3 W
R_2 — 220 Ω ± 5% / 1,5 W
R_3 — 51 kΩ ± 5% / 3 W

Kondensatory płaskie na napięcie U_p = 500 V

C_1 — 560 pF ± 20%
C_2 — 1000 pF ± 20%
C_3 — 1000 pF ± 20%
C_4 — 1000 pF ± 5%
C_5 — 1000 pF ± 20%
C_6 — 1000 pF ± 20%
C_7 — 560 pF ± 20%

Cewki dla drugiego zakresu wykonane na szpulce bakelitowej o średnicy 8,8 mm z nacięciem śrubowym o skoku ok. 0,9 mm z regulacją za pomocą śruby mosiężnej M5:

L_1 — 5 zwojów Cu ∅ 0,24 1 x jedwab
L_2 — 12 „ Cu ∅ 0,9 emalia
L_3 — 19 „ Cu ∅ 0,24 1 x jedwab
L_4 — 9 „ Cu ∅ 0,9 emalia
L_5 — 14 „ Cu ∅ 0,9 emalia
L_6 — 9 „ Cu ∅ 0,24 1 x jedwab

Uzwojenie L_1 nawinięte w rowkach utworzonych przez uzwojenie L_2; podobnie i uzwojenie L_6 nawinięte w rowkach utworzonych przez uzwojenie L_5.

Z doświadczeń radzieckich wynika, że w zależności od lokalnych warunków odbioru, rodzaju anteny i wysokości jej zainstalowania, odbiór za pomocą telewizora z przystawką-wzmacniaczem jest możliwy w odległości 100—200 km od stacji telewizyjnej. W trudnych warunkach (zwarta zabudowa miejska) wzmacniacz stanowi często jedyny sposób uzyskania dobrego odbioru.

WOJCIECH NIETYKSZA SP5FM

KONWERTERY UKF

NASZA ambicja stworzenia sieci radiostacji ultrakrótkofalowych, utrzymujących regularną łączność w zasięgu pozaoptycznym oraz udział w próbach UKF Międzynarodowego Roku Geofizycznego i różnych zawodach wymagają wyposażenia radiostacji w dobre odbiorniki ultrakrótkofalowe.

Wielu naszych UKF-owców chętnie usprawiedliwia prymitywizm używanego przez siebie sprzętu odbiorczego brakiem w kraju lamp UKF. Usprawiedliwienie takie straciło już podstawy. Wprawdzie rynek ciągle zaopatrzony jest dość skąpo, a dystrybucja stale zawodzi, ale dzięki rozwojowi telewizji — można dziś nabyć lampy pozwalające na zbudowanie układów odpowiadających światowym standartom przynajmniej na 50 i 145 MHz.

Celem niniejszego artykułu jest dostarczenie entuzjastom UKF nieco danych i wskazówek praktycznych do budowy konwertera UKF w oparciu o typy lamp znajdujące się na rynku krajowym, w klubach i między amatorami. Omówiony będzie tylko sprzęt na pasmo 145 MHz, gdyż zezwolenia na 50 MHz (na czas MRG) otrzyma tylko niewielu zaawansowanych, a trudno pisać o superach na pasmo 435 MHz gdy na 145 MHz ciągle jeszcze „panuje" superreakcja.

Jakkolwiek nie dla nich przeznaczony — artykuł niniejszy będzie może także pomocny amatorom telewizji w skonstruowaniu przedwzmacniaczy do dalekiego odbioru oraz konwerterów do odbioru innych kanałów na jednokanałowym telewizorze.

Czułość i selektywność

Czułość odbiornika na falach krótkich ograniczona jest w wysokim stopniu dużym poziomem zakłóceń i szumów zewnętrznych, głównie atmosferycznych i kosmicznych. Na UKF czynniki te nie wchodzą prawie w grę [1]), a granica czułości wyznaczona jest przez szum własny odbiornika [2]) i anteny [3]).

Ponieważ na wielkość szumu anteny nie mamy wpływu — całą uwagę poświęcić trzeba zmniejszeniu szumu odbiornika przy zachowaniu jego zdolności wzmacniania czyli poprawieniu tzw. „współczynnika szumów".

„Współczynnik" albo „liczba szumów" (noise factor lub noise figure) określa, o ile dany odbiornik jest gorszy od tzw. „odbiornika idealnego", czyli odbiornika o takim samym wzmocnieniu i selektywności, ale nie wnoszącego żadnego szumu (na wyjściu odbiornika idealnego byłby tylko wzmocniony szum anteny). Współczynnik szumów podaje się najczęściej w decybelach [4]); jeżeli np. odbiornik rzeczywisty ma na wyjściu szum sto razy większy od idealnego, to jego współczynnik szumów wynosi 20 dB [5]).

Ponieważ szumy są wzmacniane w odbiorniku razem z sygnałem, więc współczynnik szumów całości zależy od szumów pierwszego stopnia (lamp i obwodów), pod warunkiem jednak, że wzmocnienie jego jest dostatecznie wielkie aby „przykryć" szumy następnego stopnia. Jeżeli wzmocnienie pierwszego stopnia jest małe, wówczas szumy wnoszone przez następny stopień mogą stanowić jeszcze poważną część szumów odbiornika. Szumy trzeciego stopnia rzadko mają wpływ na współczynnik szumów, chyba że są bardzo wielkie, co może mieć miejsce, jeżeli stopniem tym jest mieszacz wielosiatkowy.

Wspomniałem o selektywności. Może wydawać się dziwne, ale na UKF, gdzie na pasmie szerokości np. 2 MHz jest czasem tylko jedna stacja — sprawa selektywności jest tak samo ważna lub nawet ważniejsza niż na „zatłoczonych" pasmach krótkofalowych. Na UKF selektywność nie jest jednak potrzebna do rozdzielenia sygnałów o zbliżonych częstotliwościach, a do zwiększenia efektywnej czułości odbiornika.

Szumy nie mają swojej częstotliwości; są aperiodyczne i wypełniają całą wstęgę przenoszoną przez odbiornik. Im szersza ta wstęga, tym więcej szumów dostanie się na wyjście i tym większa będzie ich amplituda w stosunku do amplitudy sygnału. Napięcie szumów na wyjściu rośnie bowiem wprost proporcjonalnie do przepuszczanej wstęgi, podczas gdy napięcie sygnału pozostaje to samo. Oto m. in. przyczyna, dla której posiadacz odbiornika UKF z dobrym nawet pod względem szumów wejściem, ale pośrednią 10,7 MHz i przepuszczaną wstęgą np. 75 kHz siedzi bezsilnie, podczas gdy jego kolega, gorzej nawet sytuowany terenowo i antenowo „robi dx-y", używając konwertera do... „RBM-1".

Selektywność nie zmienia współczynnika szumów, gdyż zawsze zakładamy, że porównywany odbiornik „idealny" ma taką samą selektywność jak nasz [6]), ale układ odbiorczy o danym współczynniku szumów będzie zdolny do odbioru tym słabszych sygnałów im większa będzie selektywność całości, niezależnie od tego czy uzyskana w stopniach wiel-

---

[1]) Poziom szumów kosmicznych gwałtownie maleje ze wzrostem częstotliwości; przyjmując za 1 dB ich natężenie przy 300 MHz — średnie natężenie przy 150 MHz wynosi 2 dB; przy 100 MHz — 3 dB, przy 80 MHz — 7 dB, a przy 30 MHz — 10 dB (w okresach dużego natężenia nawet 14 dB) — *przyp. aut.*

[2]) Źródła powstawania szumów w odbiornikach, ich termiczny charakter, szumy obwodów, lamp, pojęcie równoważnego oporu szumów — wyjaśnione są niemal w każdym podręczniku radiotechniki oraz stanowią częsty temat artykułów; dla oszczędności miejsca sprawy te pominięto w niniejszym artykule — *przyp. aut.*

[3]) Szum anteny zależy od jej oporu promieniowania oraz temperatury ośrodka, z którym antena wymienia energię (na który jest skierowana) — *przyp. aut.*

[4]) Współczynnik szumów mierzy się w prosty sposób za pomocą diodowego generatora szumów, o którym będzie mowa przy końcu artykułu — *przyp. aut.*

[5]) Bierze się pod uwagę stosunek mocy, a nie napięć — *przyp. aut.*

[6]) Z tej właśnie przyczyny współczynnik szumów jest tak uniwersalnym wskaźnikiem i pozwala porównywać ze sobą wprost jakość układów wejściowych odbiornika komunikacyjnego i telewizyjnego, mimo 10 000 razy szerszej wstęgi tego ostatniego — *przyp. aut.*

kiej, pośredniej czy małej częstotliwości. Amplituda szumów na wyjściu będąc wprost proporcjonalna do szerokości wstęgi nie zależy od położenia tej wstęgi w widmie częstotliwości. Jest taka sama w przypadku wstęgi 468 — 469 kHz jak 5468—5469 kHz.

Aby zilustrować znaczenie selektywności podam przykład: fabryczny konwerter na pasmo 145 MHz na lampach ECC85, ECC85, EF80 i ECC81 o współczynniku szumów 4 dB, daje na wyjściu standartowego odbiornika komunikacyjnego, do którego jest dołączony, stosunek sygnału do szumu 2 : 1 przy sygnale wejściowym 0,1 μV; po włączeniu filtru kwarcowego pośr. cz. ten sam efekt uzyskuje się już przy sygnale wejściowym 0,03 μV.

Odbiornik UKF musi być przystosowany do odbioru telegrafii A1. Nie wynika to bynajmniej z jakiejś szczególnej sympatii, którą darzymy ten rodzaj emisji. Dalekie połączenia możliwe są przede wszystkim na A1 m. in. właśnie dzięki możliwości odbioru przy zwężeniu wstęgi do kilkuset Hz; emisja A1 zapewnia również najlepsze wykorzystanie lamp w nadajniku. W obecnym stanie techniki UKF, tylko A1 zapewnia komunikację na duże odległości za pomocą fali rozproszonej w troposferze (scattering), a łączność przez odbicie od zorzy polarnej jest na ogół innymi rodzajami emisji w ogóle niemożliwa (zorza moduluje odbity sygnał prawdopodobnie wskutek efektu Dopplera). Dodatkowa jeszcze zaleta: wprawny operator jest w stanie odczytać sygnał A1 na poziomie szumów, kiedy sygnał modulowany już dawno przestał być czytelny.

Pożądana duża selektywność i telegrafia A1 warunkują jednak bardzo dużą stałość częstotliwości nadajnika i odbiornika, co najłatwiej uzyskać za pomocą stabilizacji kwarcowej.

Wskazane jest również dokładne skalowanie odbiornika, potrzebne głównie do odnalezienia słabego sygnału stacji, której częstotliwość jest znana, a który mógłby zostać niezauważony przy przeszukiwaniu np. szerokiego na 2 MHz pasma dwumetrowego. Jest to szczególnie potrzebne przy regularnych próbach łączności z określoną stacją na wielką odległość.

Dla spełnienia tych wymagań można oczywiście wykonać cały odbiornik UKF specjalnie na potrzebne pasmo np. 144 —146 MHz. Jest to jednak dość kosztowne i dlatego normalnie przyjętą praktyką jest stosowanie konwertera w połączeniu z normalnym stacyjnym odbiornikiem krótkofalowym, jaki znajduje się (lub powinien się znajdować) u każdego amatora. Otrzymujemy w rezultacie superheterodynę z podwójną lub potrójną przemianą częstotliwości, przy czym w konwerterze uzyskujemy wzmocnienie wstępne i przemianę sygnału ultrakrótkofalowego na krótkofalowy, a w odbiorniku krótkofalowym pożądaną selektywność. Stabilizacja kwarcowa oscylatora w konwerterze pozwala na odczyt częstotliwości wprost ze skali odbiornika krótkofalowego (po dodaniu lub odjęciu powielonej częstotliwości kwarcu).

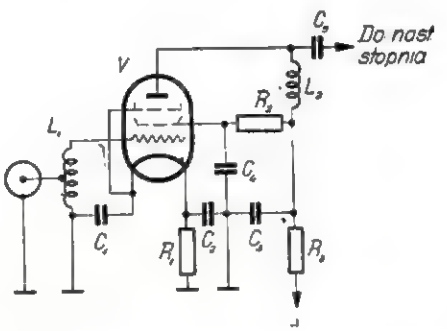
Przyczyna jest jeszcze jedna: eksperymentowanie z wejściem odbiornika UKF jest ciekawe i fascynujące dla amatora-UKF-owca. Poco więc po ukazaniu się na rynku nowych lamp, zapewniających lepszy współczynnik szumów „rozgrzebywać" cały odbiornik, kiedy można tylko zmienić konwerter?

Zakładając, że odbiornik krótkofalowy odpowiada normalnym standartom komunikacji krótkofalowej pod względem stabilności, selektywności i możliwości odbioru A1 — jakość zestawu odbiorczego zależy już tylko od konwertera, a więc przede wszystkim: współczynnika szumów, stabilności oscylatora oraz tłumienia sygnałów niepożądanych (odbicia zwierciadlane, przedostawanie się sygnałów krótkofalowych wprost na p. cz. itd.). Ważne jest dokładne ekranowanie, odbiornika KF, filtracja przewodów zasilających dla w. cz. oraz wybór pośredniej częstotliwości.

Wzmacniacz wstępny

P e n t o d a

Używany powszechnie w odbiornikach superreakcyjnych wzmacniacz wstępny z pentodą (rys. 1) nie jest stosowany w konwerterach na pasmo 145 MHz i wyżej z uwagi na duży szum własny. Poza wspólnym z innymi lampami szumem



Rys. 1. Przykład wzmacniacza pentodowego L_1, L_2 — cewki dające z pojemnościami lampy rezonans na środku pasma; C_1, C_2, C_3, C_4 — 500 do 1000 pF; R_1 — katalogowy opornik katodowy; R_2 — 50 do 75 kΩ zależnie od U_a i typu lampy; R_3 — 500 do 2000 Ω; V — pentoda UKF (6CB6, EF80, EF95); odczep antenowy na cewce L_1 dobrany na najlepszy stosunek sygnału do szumu

pochodzącym z tzw. „efektu śrutowego", w szumie pentody jest znaczna składowa spowodowana rozpływem prądu katodowego między anodę i ekran.

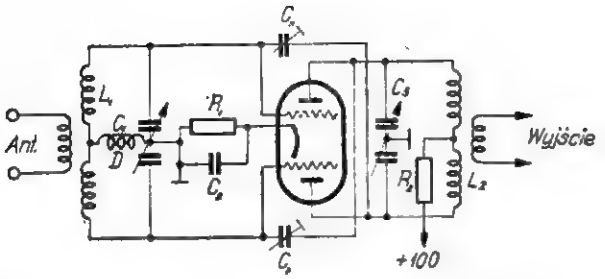
W niektórych rejonach USA o dużej ilości silnych stacji lokalnych, gdzie występuje problem modulacji skrośnej, stosuje się czasem dobrą pentodę ultrakrótkofalową jako drugi stopień wzmocnienia w. cz. po triodzie. Typowym rozwiązaniem jest konwerter firmy Tecraft, w którym po wzmacniaczu kaskodowym na duotriodzie 6BZ7 (podobna do ECC85) następuje wzmacniacz z pentodą 6CB6.

Z europejskich pentod najlepsza jest specjalna E180F (S = 12,5 mA/V) bardzo jednak kosztowna i praktycznie nieosiągalna, nie tylko u nas. Z normalnych pentod UKF obok 6CB6 najlepsze są: EF80 (odp. 6BX6) oraz EF95 (odp. 6AK5, 6F32, 6Ż1P), które można nabyć na naszym rynku. Ustępuje im znacznie EF96 (odp. 6AG5, 6Ż3P).

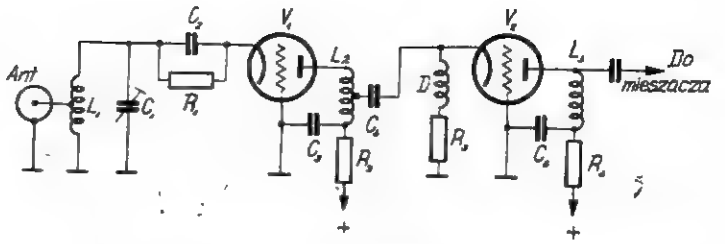
Szum pentody rośnie z częstotliwością bardziej niż szum triody. Z popularną pentodą ultrakrótkofalową 6AK5, można osiągnąć na 50 MHz współczynnik szumów 4 dB, podczas gdy na 150 MHz już tylko 8 dB.

T r i o d a z p o d s t a w ą k a t o d o w ą

Z uwagi na dużą pojemność siatka-anoda wzmacniacz triodowy z podstawą katodową wymaga kłopotliwej neutralizacji. Z tego powodu neutralizowane triodowe wzmacniacze asymetryczne zostały już całkowicie wyparte przez nowsze układy i stosowane są jeszcze czasem w tańszych modelach telewizorów. Dużo zwolenników znajduje natomiast symetryczny (przeciwsobny) wzmacniacz triodowy (rys. 2) Lampy do niego jak ECC81 (odp. 12AT7), ECC85



Rys. 2. Przykład zneutralizowanego przeciwsobnego wzmacniacza triodowego
L_1 — cewka siatkowa dwuczęściowa (w środku wsunięta cewka antenowa) w rezonansie z C_1 i pojemnościami lampy dla częstotliwości odbieranej; L_2 — podobna do L_1 w rezonansie z C_3 i pojemnościami lampy dla częstotliwości odbieranej; D — dławik ćwierćfalowy; C_1, C_3 — powietrzne kondensatorki podwójne z dzielonym statorem lub „motylowe" 2 ÷ 8 pF; C_2 — 500 do 1000 pF; C_N — trymery neutralizujące 3 pF; R_1 — katalogowy opornik katodowy; R_2 — 500 do 2000 Ω; V — ECC81 (z katodami zwartymi) lub ECC91. Sprzężenie z następnym stopniem pętlą („linkiem") jak na rysunku lub bezpośrednio — indukcyjne z obwodem siatkowym następnego stopnia



Rys. 3. Przykład dwustopniowego wzmacniacza z uziemionymi siatkami
L_1 — cewka w rezonansie z C_1 i pojemnościami lampy dla pasma odbieranego; L_2, L_3 — cewki w rezonansie z pojemnościami lampy; C_1 — trymer 25 pF; C_2, C_3, C_5 — 1000 pF; C_4 — 20 pF; D — dławik ćwierćfalowy (takie same dławiki także w przewodach żarzenia); R_1, R_3 — katalogowe oporniki katodowe; R_2, R_4 — 500 do 2000 Ω odsprzęgające masowe; V_1, V_2 — 6J4, EC80, EC84, EC91, EC92, ½ ECC81, ½ ECC85, RD12Ta i odpowiedniki; odczepy na L_1 i L_2 dobrane eksperymentalnie na najlepszy stosunek sygnału do szumu

i ECC91 (odp. 6J6, 6CC31, 6H15) można u nas dość łatwo nabyć. Przy montażu należy pamiętać o pełnej symetrii. Zneutralizowany wzmacniacz przeciwsobny jest stabilny, wnosi mały szum, daje duże wzmocnienie i jest szczególnie korzystny w przypadku symetrycznego doprowadzenia anteny (np. linia 300 Ω). Dlatego stosuje go chętnie wielu czołowych UKF-owców, szczególnie brytyjskich, a z kontynentalnych m. in. znany nam DL6MH.

Trioda z podstawą siatkową (z uziemioną siatką)

Wzmacniacz z uziemioną siatką nie wymaga neutralizacji, a jego konstrukcja i dobór warunków pracy są dość proste. Asymetryczny wzmacniacz z uz. s. jest szczególnie chętnie stosowany przy koncentrycznym fiderze, gdyż impedancja obwodu katody większości stosowanych do tego celu triod jest zbliżona do impedancji kabla koncentrycznego.

Lampy, z którymi w pasmie 145 MHz uzyskano najlepsze współczynniki szumów przeznaczone są właściwie do pracy z uziemioną siatką na o wiele większych częstotliwościach. Z triodą dyskową Western Electric WE-416B o nachyleniu 50 mA/V (!) można uzyskać współczynnik szumów lepszy od 2 dB w pasmie 145 MHz i od 3 dB w pasmie 435 MHz! Lampa ta kosztuje jednak 100 dolarów i nawet w USA niezbyt łatwo ją nabyć; konstrukcja jest przy tym tak delikatna, że lampa musi być chłodzona powietrzem już z chwilą włączenia żarzenia. Na triodzie WE-417B tej samej firmy (nachylenie 25 mA/V) można zejść ze współczynnikiem szumów do ok. 2,5 dB na 145 MHz. Następną z kolei jest ceramiczna trioda GL-6BY4 (patrz RADIOAMATOR II/56), dająca w. sz. 8 dB na 900 MHz!!! Dalsze lampy specjalne do pracy z u. s. to 6J4 (6C31), EC80 (6Q4), EC81 (6R4), EC84 (6AJ4), EC91 i 6AM4. Na pasmo dwumetrowe 6J4 jest minimalnie lepsza od pozostałych, wyżej przewagę uzyskują 6AJ4 i 6AM4, które mimo nieco mniejszego nachylenia mają mniejsze pojemności i odległości międzyelektrodowe. Jakkolwiek żadnej z tych lamp nie można jeszcze kupić na rynku, to pojedyncze egzemplarze wpadają czasem w ręce UKF-owców za pośrednictwem osób przyjeżdżających z zagranicy (można te lampy kupić w całej zachodniej Europie, ponadto EC84 jest produkowana w NRD, a 6J4 jako 6C31 w Czechosłowacji).

W Polsce można kupić w cenie ok. 46 zł lampy UC92, sprowadzone jako rezerwowe do odbiornika „Ilmenau". Jest to uniwersalna odmiana sześciowoltowej EC92 (6AB4) z prądem żarzenia 0,1 A ($U_ż$ = 9,5 V). Lampa ta ma wszechstronne zastosowanie w odbiornikach UKF i m. in. nadaje się doskonale do wzmacniaczy z u. s., podobnie zresztą jak połówki osiągalnych u nas lamp ECC81, ECC85 i ECC91. Użycie połówki ECC91 w układzie z u. s. jest jednak o tyle niepraktyczne, że druga połówka pozostaje wówczas niewykorzystana (wspólna katoda). Jedną z lepszych lamp do wzmacniacza z u. s. jest poniemiecka trioda RD12Ta. Korzystne jest zastosowanie połówki ECC81 lub ECC85 jako wzmacniacza z u. s. z wykorzystaniem pozostałej połówki jako mieszacza.

Jakkolwiek oporność wejściowa większości triod o dużym nachyleniu w układzie z u. s. zbliżona jest do oporności kabla koncentrycznego, to jednak takie dopasowanie, dające w istocie maksimum wzmocnienia, nie zapewnia najlepszego współczynnika szumów. Ten ostatni uzyskuje się bowiem, kiedy katoda wzmacniacza „widzi" oporność kilkakrotnie większą od swojej oporności wejściowej. Można to osiągnąć przez przyłączenie fidera koncentrycznego na odczep obwodu katodowego (rys. 3), co zmniejsza wprawdzie wzmocnienie, ale poprawia współczynnik szumów. Odczep dobiera się doświadczalnie na najlepszy stosunek sygnału do szumu.

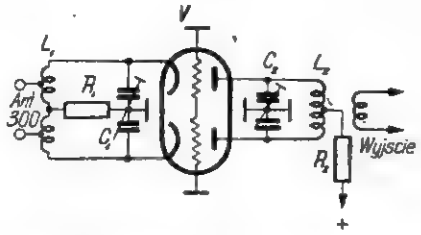
Na rys 3 katoda wzmacniacza włączona jest na cały obwód wejściowy. Często dla zmniejszenia tłumienia obwodu przyłącza się także i katodę do odczepu na obwodzie.

Przy fiderze symetrycznym (np. linia 300 Ω) korzystne jest stosowanie symetrycznego (przeciwsobnego) wzmacniacza z uziemioną siatką (rys. 4). Odpowiednie do tego celu lampy jak ECC81 czy ECC85 są na rynku, a wzmacniacz taki jest dużo prostszy w konstrukcji i zestrojeniu niż przeciwsobny wzmacniacz zneutralizowany o podstawie katodowej; daje jednak o wiele mniejsze wzmocnienie. Oczywiście i tu należy pamiętać o zachowaniu symetrii.

Wzmacniacze z uziemioną siatką odznaczają się dużą szerokopasmowością i dlatego są bardzo korzystne jako przedwzmacniacze umieszczone z dala od odbiornika (np. na maszcie antenowym). Niestety jednak wzmocnienie ich jest małe (szczególnie przy dopasowaniu wejścia na najlepszy współczynnik szumów) i prawie zawsze wskazane jest sto-

sowanie dwóch stopni wzmocnienia przed mieszaczem, nawet triodowym.

Dla zwiększenia wzmocnienia wskazane jest, aby dobroć obwodu anodowego była jak największa. Dobroć obwodu



Rys. 4. Przykład przeciwsobnego wzmacniacza z uziemioną siatką

L_1, L_2 — cewki, w rezonansie z C_1 i C_2 oraz pojemnościami lampy do częstotliwości odbieranej; C_1, C_2 — trymery powietrzne z dzielonym statorem lub „motylowe" 2÷8 pF; R_1 — katalogowy opornik katodowy; R_2 — 500 do 2000 Ω; V — ECC81, ECC85 i odpowiedniki; odczepy na cewce L_1 na najlepszy stosunek sygnału do szumu, symetryczne względem środka cewki, w żarzeniu dławiki ćwierćfalowe (pominięte na rysunku)

katodowego nie odgrywa tak dużej roli, gdyż jest on stłumiony małą opornością wejściową lampy i opornością anteny. Ponieważ katoda lampy jest na potencjale u. w. cz. — nie należy zapominać o izolujących dławikach w żarzeniu.

Kaskoda

Dzięki swym zaletom: dużemu wzmocnieniu, małym szumom, stabilności i szerokowstęgowości — kaskoda zdobyła sobie w krótkim czasie niezwykłą popularność. Wzmacniacz kaskodowy składa się z dwóch triod: pierwsza pracuje w układzie z uziemioną katodą, druga — z uziemioną siatką. Wzmocnienie całości równe jest w przybliżeniu iloczynowi nachylenia pierwszej lampy przez oporność obciążenia drugiej, a więc wzmocnieniu pentody o dużej oporności wewnętrznej. Szumy zależą od pierwszej triody, gdyż katoda triody z u. s. „widzi" bardzo wielką oporność (wewnętrzną pierwszej triody) i szumy jej są minimalne. Z uwagi na silne obciążenie pierwszej triody małą opornością wejściową drugiej — wzmocnienie jej jest zbliżone do jedności, a więc stabilność duża i trioda nie wzbudza się bez neutralizacji. Stabilność jest tym większa im większe jest nachylenie drugiej lampy (mniejsza jej oporność wejściowa), stąd wzmocnienie pierwszej lampy odpowiada w przybliżeniu stosunkowi nachylenia charakterystyk obu lamp. Neutralizacja jest mimo to wskazana, gdyż poprawia współczynnik szumów.

Do układów kaskody produkowane są już specjalne podwójne triody, których typową przedstawicielką jest ECC84 (uniw. PCC84). Lampa ta jest zastosowana na wejściu telewizora Dürer i dzięki temu nie jest w Polsce unikatem. Na 145 MHz nie gorzej spisuje się ECC85 (PCC85, UCC85), również osiągalna w Polsce dzięki zastosowaniu jej w krajowych telewizorach.

Oryginalny wzmacniacz kaskodowy zbudowany był przez H. Wallmana na lampach 6AK5 (w układzie triody) i 6J4, a następnie 6AK5 i 6J6. Współczynnik szumów na 145 MHz wynosił 3,8 dB. Ani Wallman, ani dotychczas nikt po nim nie znalazł wytłumaczenia, dlaczego 6J4 zastosowana w pierwszym stopniu kaskody, nie daje mimo większego nachylenia żadnej poprawy w stosunku do 6AK5 w układzie triody.

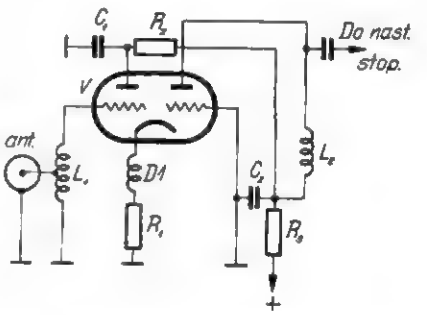
Doskonałą kaskodę, przy której nawet łatwiej uniknąć szkodliwych sprzężeń można zbudować na dwóch oddzielnych triodach, np. EC92 lub RD12Ta. W pierwszym stopniu kaskody można zastosować także EF80 lub EF95 w układzie triody (ekran zwarty z anodą). Drugim może być EC92 lub połówka ECC81 czy ECC85, co jest o tyle wygodne, że pozostała połówka może być wykorzystana na mieszacz.

Może najbardziej ze wszystkich zasługujących na uwagę układ kaskody jest tu potraktowany bardzo pobieżnie ze względu na jego wyczerpujące omówienie w artykule mgra inż. J. Górza zamieszczonym w poprzednim numerze.

Wzmacniacz sprzężony katodowo

Wzmacniacz ten (rys. 5) znany w literaturze anglosaskiej pod nazwą *cathode coupled amplifier* zawiera duotriodę (6J6, ECC81), której pierwszy system pracuje jako wzmacniacz z uziemioną anodą (wtórnik katodowy), a drugi — jako wzmacniacz z u. s. Sprzężenie następuje przez wspólny opornik katodowy. Wzmacniacz taki ustępuje oczywiście kaskodzie, ale ma też swoją zaletę: jest nią bardzo mała pojemność i duża oporność wejściowa, powodująca bardzo małe tłumienie obwodu wejściowego. Pod tym względem stanowi on przeciwstawienie wzmacniacza z u. s. Ponieważ wzmacniacz nie przesuwa fazy — jest stabilny i nie wykazuje przy dobrym montażu tendencji do samowzbudzenia.

Niektóre źródła (m. in. Scheraga i Roche w Video Handbook i firma TESLA w opisie lampy 6CC31) podają, że



Rys. 5. Wzmacniacz sprzężony katodowo

L_1, L_2 — w rezonansie z pojemnościami lampy do częstotliwości odbieranej; D_1 — dławik ćwierćfalowy (takie same w żarzeniu); C_1, C_2 — 500 do 1000 pF; R_1 — 50 Ω (dla ECC91); R_2, R_3 — najmniej 500 Ω odsprzęgające, górna granica zależna od U_a; V — ECC81 (katody zwarte) lub ECC91

wzmocnienie takiego układu równe jest wzmocnieniu pentody o nachyleniu charakterystyki równym nachyleniu użytej triody i przy zachowaniu szumów tej ostatniej. Zgodnie z tym układ nie ustępowałby kaskodzie. Niezupełnie można się z tym zgodzić. Niemniej jednak układ ten, podobnie jak układ z u.s., można zalecić szczególnie początkującym z uwagi na prostotę, brak tendencji do samowzbudzenia i dobre rezultaty przy mało krytycznym doborze elementów.

d. c. n.

Na pasmach

◆ Na łamach „Das DL — QTC" poruszono dosyć ciekawy i dotychczas przemilczany problem. Mianowicie praktyka wykazała, że istnieje pewna grupa ludzi, która mimo dużych chęci i cierpliwości nie może opanować minimum odbioru Morse'a na słuch w celu złożenia egzaminu na licencję. Droga do krótkofalarstwa jest więc dla tych ludzi — pomimo ich wiedzy technicznej — zamknięta, gdyż nie mogą uzyskać licencji. Autor proponuje, aby wydzielić dla nich pewne częstotliwości w pasmie 80 m do pracy fonicznej.

Ze swej strony redakcja „Das DL-QTC" nadmienia jednak, że z wnioskiem tym (w podanym sformułowaniu) nie można nigdzie oficjalnie wystąpić, gdyż prawo międzynarodowe zabrania wydawania licencji tym, którzy nie posiadają umiejętności odbioru i nadawania znaków alfabetu. Jedyna możliwość rozwiązania tego problemu tkwi w fakcie, że prawo to nie określa tempa odbioru i nadawania wymaganego dla otrzymania licencji.

◆ Do tej pory nie wydano w Albanii żadnej licencji amatorskiej. Słyszane często stacje ZA1KUN, ZA1AA i ZA1AB są „piratami", nadającymi poza granicami Albanii. Według wiadomości otrzymanych z Czechosłowacji, 1 sierpnia lub 1 września br. wyjedzie do Tirany ekspedycja Centralnego Radioklubu SVA-ZARMU, zawożąc w podarunku dla krótkofalowców Albanii kompletną stację na 160, 80, 40 i 20 metrów (grafia i fonia).

◆ Jak już podawaliśmy, okres ważności kart zastępczych do dyplomu WAE minął z dniem 1 czerwca br. Od tego dnia wszystkie wnioski o WAE muszą zawierać oryginalne karty ze Związku Radzieckiego. Z tą samą datą weszły w życie przepisy z dnia 1.XII.56, na podstawie których przestają się liczyć punkty premiowe za łączność z tą samą stacją na 4 różnych pasmach oraz punkty za DLe i DLs. Triest i Saara liczą się do WAE jako osobne kraje tylko do dnia 31.III.br. Od 1 kwietnia QSO z Triestem liczy się jak z Włochami, a z Saarą — jak z Niemcami. Od tej samej daty weszły na listę WAE (jako zastępcze) — wyspy Szkocji i Aaland.

◆ Ekspedycja FO8AP/MM znajduje się w wielkich trudnościach, gdyż trwająca przez 8 dni burza porobiła duże zniszczenia na tratwie. Sytuację uratowała częściowo fregata chilijska, która znalazła tratwę i wzięła na hol, by doprowadzić ją do najbliższej wyspy i tam naprawić uszkodzenia.

◆ Dawny MI3NG (później ET2NG i ST2NG) nadaje obecnie pod znakiem VS9AG. Stracił on nieco reputację z powodu przerw w wysyłaniu kart QSL. W liście napisanym do DL7AH wyjaśnia, że wkrótce wyśle wszystkie zaległe karty za pracę pod znakiem ST2NG. Władze ST2 nosiły się z zamiarem zmiany znaku wywoławczego i z tego powodu Lee Grant nie drukował kart, oczekując na definitywne rozwiązanie sprawy (już poprzednio stracił po zmianie znaku ok. 1000 czystych kart.) DL7AH podjął się załatwić każdemu DL kartę od VS9AG w przeciągu 6 dni. W tym celu należy do niego przesłać QSL dla VS9AG i 1 IRC na odpowiedź. U nas zajmie się tym w razie potrzeby chyba TM PZK kol. SP2DX.

◆ Amerykańskie radiostacje pracujące w sieci MARS mają również znaki amatorskie. Jedną z najlepiej wyposażonych jest stacja K5WAC, znajdująca się w bazie pocisków sterowanych (Fort Bliss w stanie Texas). Pracuje ona z mocą 1 kW na pasmach 80, 40, 20 i 15 metrów A1 i A3 (także SSB) i używa odbiornika 75-A-4. Operatorem jest William Snider W6HQN. W tegorocznych zawodach ARRL stacja K5WAC przeprowadziła połączenia z 99 krajami.

◆ Pracującą rzekomo z Tybetu stację AC4A namierzył W6ER i stwierdził, że jej QTH znajduje się w... Europie. Niektórzy przypuszczają, że ex-AC4RF, który pracował poprzednio z Lhassy, gdzie dostał się do niewoli chińskiej — po wyjściu z niej osiedlił się w górach austriackich i że właśnie jemu mógł się zrodzić pomysł nadawania pod znakiem AC4 (wiadomość z QST).

◆ HI8BE nadaje regularnie w pobliżu 14080 kHz. Planuje on pozostać na Haiti jeszcze w ciągu 3 lat.

◆ DL4AAP wspólnie z ON4QX zamierzają udać się jeszcze w tym roku z ekspedycją do San Marino.

◆ W Gujanie Holenderskiej pracuje na fonii nowa stacja JZ⌀PA na 14180 kHz QSL via W6MK.

◆ Operator EA9DF — Cezar Gonzales Yague będzie słyszany z Ifni i Rio de Oro na SSB. Nadajnik otrzymał w prezencie od K2AAA.

◆ FW8AA z wyspy Wallis jest ostatnio dobrze słyszalny. Przeważnie spotkać go można na QRG ok. 14330 kHz. Niekiedy odbiór jest utrudniony z uwagi na zakłócenia ze strony stacji francuskich.

◆ Thailand (Syjam) — ten rzadko słyszany kraj — został obecnie przez kilku OM's „obudzony ze snu". Nadają tam: HS1A, HS1B i HS1MO (ex LU8BE). QSL można wysyłać: HS1A via W6IIM, HS1B via Box 1038, Bangkok Thailand; HSIMO — L. M. Moreno Quintana jr., Argentine Legation, 47 Jawaraj Rd. Bangkok, Thailand.

◆ Jeden z doskonałych telegrafistów Liviu Macoveanu YO3RD, zaczął ostatnio polować także na foniczne Dx. O powodzeniu świadczą osiągnięte ostatnio na 14 i 21 MHz: HS1A, ZD6RM, FB8BX, PY3AOF, MP4KAM, OQ5HP, TI2OE i in.

◆ Dzięki inicjatywie kol. SP5HS, w obecnym wydaniu Call-Book'u znajdą się adresy stacji SP5. Adresy pozostałych okręgów będą podane prawdopodobnie już w wydaniu jesiennym, gdyż zebranie danych od wszystkich kolegów idzie — jak wszystko u nas — dość powoli. Większość nadawców nie kwapi się z szybką odpowiedzią na wystosowaną do nich prośbę w tej sprawie.

◆ Stacje OH3OD, 3RA, 3TO i 3UO miały podjąć od 23 do 30.VI.57 ekspedycję na wyspy Aaland i pracę na wszystkich pasmach od 3,5 do 28 MHz. Znak wywoławczy ekspedycji: OH3AA/⌀. QSL tylko po otrzymaniu karty via OH3RA lub OH3UO (Marti Rautio, Ahveniste, Hameenlinna, Finnland).

◆ Najbliższe zawody Dx-owe:
World-wide DX Contest (CQ Contest) 1957 r. Część A1—30.XI. do 1.XII., część A3—26.X. do 27.X.
VK—ZL DX Contest 1957 r. Część A1—12.X. do 13.X., część A3—5.X. do 6.X. Bliższe szczegóły poda SP5KAB.

◆ Adresy ciekawszych Dx-ów, do których wskazane jest wysyłać karty wprost:

HI8BE — Burke Edwards, c/o US Embassy, Ciudad, Trujillo, Rep. Dominicana.

KR6SS — QSL via APO 239, San Francisco, Calif., USA.

ZK1BS — William Scarborough, Rarotonga, Cook Islands.

I5RAM — Renato Ametrano, P.O. Box 179, Magadiscio, Somali.

KC6CG — Edward L. Wyman W2 UDI, Falalop Isl., Ulithi Atoll, W.C.I. (QSL via E. L. Wyman, 302 East Montana S. T., Paramus, N. J. USA).

YN1LB — Luis Bonilla Satres, Av. Bolivar 106, Managua, Nicaragua.

OA4BP — Ludwig Schweiger, P. O. Box 538, Lima, Peru.

T1210 — Ing. Hans Schulze (ex DL310), P. O. Box 4155, San Jose, Costa Rica.

◆ Operator HA5KBA — Endre Bodonyi HA5BM przebywa obecnie w USA jako gość W3AXT.

◆ 6 maja o godz. 20.30 zdarzyło się coś niezwykłego; oto zaprzysiężony grafista SP2DX pracował fonią. Niektórzy twierdzą, że to wskutek zmiany stanu cywilnego i zaostrzonej kontroli domowej.

◆ SP5AR — jako pierwszy SP — otrzymał dyplom WAS za potwierdzone łączności ze wszystkimi stanami USA oraz DXCC. SP5FM otrzymał WAE-III.

SP5BR

POWYŻEJ 50 MHz

Dnia 19.VI. br. o godz. 22,32 GMT padł nowy rekord świata w pasmie amatorskim 70 cm (435 MHz). DL3YBA z Burgdorf koło Hannoveru przeprowadził łączność z G3HAZ w Birmingham na telegrafii niemodulowanej. Wymieniono raporty 559/569. Pokonana odległość wynosi ok. 808 km.

Polski Związek Krótkofalowców przesłał w związku z powyższym gratulacje stowarzyszeniom DARC (NRF) i RSGB (Wielka Brytania).

* * *

Czerwcowe i lipcowe zawody subregionalne i PD nie przyniosły żadnych rewelacji. Niski poziom techniczny większości stacji polskich uniemożliwił dalsze połączenia. Nie pomogły nawet ekspedycje na wysokie szczyty, zwiększające wprawdzie zasięg optyczny, ale przy dalszych odległościach nie mogące zastąpić czułego, stabilnego i selektywnego odbiornika i stabilnego nadajnika. Najlepszym dowodem jest chyba fakt, że ani jedna ze stacji pracujących w górach nie przekroczyła odległości 250 km (rzadko która nawet 200 km), podczas gdy niekorzystnie usytuowane terenowo na nizinie, ale dysponujące nowocześniejszym sprzętem SP2CO, SP5AU i SP5FM prowadziły ze stałych QTH regularną łączność na blisko 300 km.

Z kraju

Gdańsk

SP2CO używa obecnie konwertera kwarcowego z wejściem kaskodowym na 6AK5 i 6J6, opisanego w nr II/56 RADIOAMATORA przez SP2DX i zwiększył moc nadajnika do 50 W. Łączność z SP5FM jest obecnie zupełnie regularna. W zawodach Polni Den miał zaledwie 9 połączeń (4 z SP5AU i 5 z SP5FM), ale każde z nich przyniosło mu 290 punktów. Niestety nie było więcej korespondentów z dobrym sprzętem.

Również SP2EQ przeprowadził ze stałego QTH w Gdańsku pierwsze QSO zamiejscowe (z SP5FM dnia 7.VII.).

Katowice

Do dziś śląscy koledzy nie obliczyli wyników czerwcowych zawodów subregionalnych. Jednak nie jest to wyłącznie ich winą, bo dzienniki od uczestników nadchodziły z opóźnieniem i w większości niedbale wypełnione. PZK postanowił wydrukować formularze dzienników zawodów, ale jednocześnie nie przepuścić ani jednego wypadku spóźnienia dziennika i sam występować z wnioskiem o dyskwalifikację.

Kilka stacji śląskich pracujących w „PD 57" ze stałych QTH uzyskało wyniki średnio nie wiele gorsze od stacji, które wyjechały w góry.

Kielce i Łódź

Kielce całkowicie zawiodły w czerwcowych i lipcowych zawodach. Zobowiązały się obsadzić teren swojego województwa 6 stacjami, a nie wzięła udziału **ani jedna.** Dokładnie to samo zrobiła Łódź, co wytworzyło wielką lukę w obsadzeniu kraju i przyniosło oczywiście szkodę sąsiednim województwom. Wygląda, jakby w okręgu SP7 nie było ani jednego amatora o minimum ambicji, nie mówiąc już o koleżeństwie w stosunku do innych okręgów i poczuciu współodpowiedzialności za powodzenie udziału Polski w międzynarodowej imprezie. Gdyby bowiem SP7 nie zobowiązywał się do obsadzenia swojego terenu we własnym zakresie — pomógłby Śląsk, który ma tyle stacji, że wystarczy dla siebie i jeszcze „na eksport".

Opole

SP6EG (Branice) miał wyraźnego pecha w czasie PD. Umieścił się (pogoda była piękna) w namiociku na dachu i tak był przejęty pracą w zawodach, że nie zauważył nadciągającej burzy. „Ocknął się" dopiero kiedy potężny wiatr ściągnął namiocik wraz z aparaturą z dachu pozostawiając operatora trzymającego się zgiętej już w kształt znaku zapytania anteny. Do tej chwili SP6EG miał 15 połączeń ze stacjami polskimi i czechosłowackimi, a słyszał 175 innych (konwerter kaskodowy), w tym na S9 szereg stacji węgierskich i austriackich.

Po tej przygodzie zapalił się jeszcze bardziej (jak twierdzi) do UKF i już niedługo będzie stale czynny.

Warszawa

Na dzień przed PD SP5AU ukończył swoją, najlepszą obecnie w Polsce, 24-elementową ścianę synfazową i przeprowadził 4 połączenia z SP2CO w Gdańsku. Osiągnięcie godne podkreślenia m. in. z uwagi na dość niekorzystne QTH, w pobliżu tramwajów i kolejki elektrycznej.

Zawód sprawiły stacje SP5AM, SP5EL i SP5KMF, nie biorąc z niewiadomych przyczyn udziału w PD. Operatorzy SP5HS i SP5KAB zostali powołani na obóz wojskowy, a SP5IA i SP5IB mieli również wyraźnego pecha: pierwszemu doskonale już zainstalowanemu w Skierniewicach, w chwili nawiązywania QSO z SP5FM (S9 + w obie strony) nawalił kwarc w nadajniku; drugi — był przez cały czas PD pozbawiony dopływu prądu.

Do budowy nadajnika kwarcowego z 829B w stopniu końcowym przystąpił SP5FD.

Warszawscy UKF-owcy „wzdychają" do powrotu na 145 MHz SP3PD, który zamilkł po zrobieniu pierwszego QSO SP/DL.

Zielona Góra

SP3FH i SP3KBJ uczestniczyły w PD z terenu swojego województwa. Stacje te uzyskały po ok. 20 QSO, co dało im pokaźną ilość punktów biorąc pod uwagę, że przeciętny dystans wynosił ponad 150 km. Niestety do chwili obecnej brak szczegółów co do ich wyników.

Z zagranicy

Wielka Brytania

W III Międzynarodowym Spotkaniu UKF-owców, zorganizowanym 25.V.br. przez RSGB wzięło udział 118 uczestników. Program zawierał m. in. szereg odczytów i dyskusji.

W nocy z 19 na 20.VI. (kiedy padł rekord świata na 435 MHz) miały miejsce bardzo dobre warunki na UKF. Amatorzy brytyjscy słyszeli i przeprowadzili połączenia z wieloma stacjami niemieckimi, holenderskimi, belgijskimi i skandynawskimi. G5YV z Leeds miał połączenie na 145 MHz z Norwegią, a GM2FHH z Aberdeen (Szkocja) miał QSO z Danią, Holandią, Niemcami i Szwecją. W pasmie 435 MHz poza wspomnianą już rekordową łącznością DL3YBA-G3HAZ połączenia z DL3YBA mieli także: G5YV, G5BD, G6NB, G2FNW i G2XV przy odległościach 650—700 km.

16.VI. br. G5KW miał QSO z FA3JR (Oran) w pasmie 72 MHz, ustalając światowy rekord pasma 4-metrowego.

Niemiecka Republika Federalna

DL3YBA (Burgdorf 16 km na wschód od Hannoveru) to najlepiej obecnie wyposażona stacja amatorska w NRF, a i pewnie w Europie. W pasmie 145 MHz ma nadajnik sterowany kwarcem mocy 200 W i konwerter kwarcowy z E88CC (kaskoda) na wejściu. W pasmie 435 MHz nadajnik sterowany kwarcem o mocy 80 W i konwerter kwarcowy z EC56 na wejściu, po której następuje mieszacz na 1N21B. Dodajmy do tego 48-elementowe ścianowe anteny synfazowe na każde z tych pasm, umieszczone na 40-metrowym maszcie, a nie zdziwimy się, że właśnie ta stacja ustanowiła nowy rekord w pasmie 435 MHz. Stałe częstotliwości DL3YBA to 145,500 i 435,001 MHz. Stacje zachodniej, a nawet centralnej Polski, byle tylko używały nowoczesnego sprzętu powinny mieć z DL3YBA łączność.

DL3YBA będzie pracować jako DLØIGY w czasie prób Międzynarodowego Roku Geofizycznego.

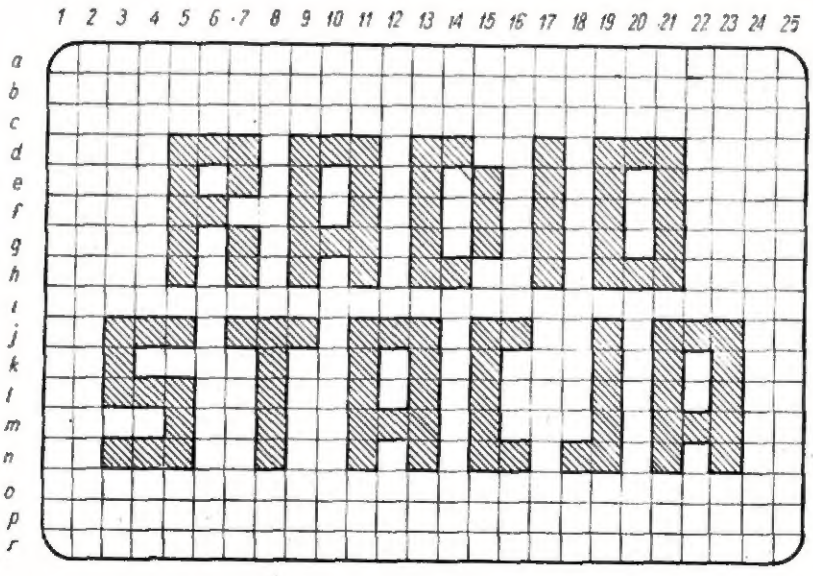
Czechosłowacja

W ślad za polskimi również niektóre stacje czechosłowackie otrzymywać będą zezwolenia na pasmo 50 MHz na czas MRG. Ponieważ pasmo 50 MHz leży w pobliżu częstotliwości telewizji praskiej, stacje amatorskie będą mogły nadawać w tym pasmie poza godzinami „telewizyjnymi".

SP5FM

Rozwiązanie zadań rozrywkowych z nru 8/57

Napięcie każdej z pięciu grup ogniw (połączone są one między sobą szeregowo) wynosi 15 voltów (1,5 × 10), a maksymalny dopuszczalny prąd wyładowania (natężenie) — 100 miliamperów. Napięcie całej baterii (wszystkie pięć grup ogniw połączone między sobą równolegle) wynosi 15 woltów, a jej maksymalny dopuszczalny prąd 500 miliamperów (100 mA × 5).



NAKŁADEM WYDAWNICTW KOMUNIKACYJNYCH UKAZAŁY SIĘ KSIĄŻKI

J. Antoniewicz i Z. Majewski — „Podstawy radiotechniki — teoria obwodów". Wyd. I, poziom II—III, format A5, stron 163, rys. 107, nakład 5000 egz., cena 8 zł.

W książce omówiono najważniejsze własności podstawowych układów radiotechnicznych: obwodów rezonansowych, obwodów sprzężonych, czwórników, filtrów i obwodów nieliniowych. Ponadto krótko zanalizowano zasadnicze właściwości drgań złożonych, modulacji amplitudy i detekcji.

Wykład oparto na elementarnych wprowadzeniach zasadniczych zależności matematycznych oraz na ich dokładnej analizie.

Książka jest pierwszą częścią podręcznika podstaw radiotechniki dla trzeciej klasy technikum radiotechnicznego, a może służyć również jako podręcznik dla zaawansowanych radiotechników oraz jako wstęp do studiów dla studentów wyższych uczelni.

Książka zatwierdzona do użytku szkolnictwa zawodowego pismem Centralnego Urzędu Szkolenia Zawodowego nr IV-PO-12d/13/56 z dnia 12.9.1956 r. jako podręcznik do przedmiotu „Podstawy radiotechniki" dla techników telekomunikacyjnych, wydział radiokomunikacyjny, kl. III.

M. Maruszewska i J. Antoniewicz — „Urządzenia radiokomunikacyjne odbiorcze". Wyd. I, poziom II—III, format B5, stron 432, rys. 421, nakład 4000 egz., cena zł 32.

Praca zaznajamia czytelników z zasadami projektowania i konstrukcji radiowych urządzeń odbiorczych. Książka uczy posługiwania się schematami, doboru zasadniczych członów odbiorników radiowych i ich strojeniem oraz zaznajamia ze stanem technicznym tych urządzeń w chwili obecnej i z perspektywami ich rozwoju w przyszłości.

Praca w zasadzie jest podręcznikiem dla uczniów technikum telekomunikacyjnego, może jednak być również pomocą dla techników i radioamatorów, będąc uzupełnieniem wiadomości zdobytych w praktyce.

Książka zatwierdzona do użytku szkolnictwa zawodowego pismem Centralnego Urzędu Szkolenia Zawodowego nr IV-PC-12d/4/56 z dnia 14.4.1956 r., jako podręcznik do przedmiotu „Eksploatacja urządzeń radiokomunikacyjnych" dla techników telekomunikacyjnych, wydział radiokomunikacyjny, kl. IV oraz dla techników elektrycznych, wydział radiotechniki — do przedmiotu „Urządzenia radiokomunikacyjne z projektowaniem (urządzenia odbiorcze)".

S. S. Arszynow, S. W. Pierson, A. I. Ejlenkrig — „Obliczanie obwodów generatorów UKF i KF". Z języka rosyjskiego tłumaczył mgr inż. J. Szerszeń. Wyd. I, poz. IV, format A5, stron 88, rys. 41, nakład 1500 egz., cena 10 zł.

Książka podaje metody obliczania i projektowania obwodów wykonanych jako linie zwarte lub jako rezonatory wnękowe, w oparciu o przykłady obliczeniowe i praktyczne rozwiązania poszczególnych typów obwodów.

Książka przeznaczona jest dla inżynierów oraz pracowników naukowych interesujących się dziedziną fal krótkich i ultrakrótkich oraz dla zaawansowanych radioamatorów.

Andrzej Sowiński — Zasady telewizji. Wydawnictwa Komunikacyjne 1957 r., wyd. I, str. 208, format A5, nakład 7000 egz., cena 14,80 zł.

Książka podaje zasady wybierania obrazu w studio telewizyjnym, przesyłania go za pomocą fal elektromagnetycznych oraz odtwarzania w odbiorniku telewizyjnym. Opisano w niej zasady pracy telewizyjnych lamp nadawczych, różne systemy odchylania strumienia elektronowego oraz układy synchronizacji. Omówiono także wzmacnianie sygnałów elektrycznych we wzmacniaczach szerokopasmowych oraz urządzenia antenowe nadawcze i odbiorcze. W zakończeniu podano schematy odbiorników telewizyjnych.

Książka przeznaczona jest dla osób interesujących się zagadnieniami telewizji.

WYMIANA

Tadeusz Kaczmarczyk, Bielsko-Biała, ul. Piastowska ZOR II, Bl. 7a/3 wymieni silnik trójfazowy 24 V na silnik do adaptera 220 V.

Jan Kaleta, Sopot, ul. Bieruta 5 wymieni lampy 6J6 (ECC91) — 2 szt., EF85 — 1 szt. i 6ŻK4 (6AC7) — 1 szt. — na lampę oscyloskopową o średnicy 9÷13 cm, elektrolity, podstawki ceramiczne do lamp serii „noval" lub inny sprzęt radiowy.

Edward Pękała, Oleśno Śl., ul. Kluczborska 25, woj. Opole posiada do odstąpienia drut miedziany z nawierzchnią srebrną „posrebrzany", o średnicy 185, 171, 150, 127, 115, 0,95, 0.86, 0,77, 0,7, który nadaje się do ultrakrótkich fal.

Cena zł 5

Czy wiecie, że...

◆ Pasażerowie jednego z kursujących na terenie Wielkiej Brytanii pociągów mogą oglądać w czasie podróży program telewizyjny o charakterze rozrywkowym. W jednym wagonie tego pociągu znajduje się studio, w drugim zaś są zainstalowane odbiorniki telewizyjne o dużym ekranie. Swego rodzaju atrakcja, znakomicie podobno skracająca czas monotonnej jazdy...

◆ Kilka wytwórni amerykańskich stara się opracować jak najlepszą konstrukcję zegara uruchomianego przez fale radiowe. Nie będzie w nim oczywiście nakręcanej sprężyny do napędu mechanizmu, a do uruchomiania wskazówki sekundowej potrzebne będą jedynie sygnały o stałej częstotliwości drgań. Zegar — z chwilą gdy znajdzie się w miejscu, do którego owe sygnały nie będą dochodziły, przestanie funkcjonować. Na temat praktycznego wykorzystania takiego zegara brak na razie wzmianek.

◆ Według danych statystycznych na terenie Danii było czynnych w dniu 31.3.1956 r. — 1 350 000 radioodbiorników. W Finlandii znajdowało się w eksploatacji w dniu 1.1.1956 r. — 1 020 000 radioodbiorników, a we Włoszech — 5 820 000 odbiorników radiowych i 179 000 telewizyjnych.

◆ Nad udoskonaleniem zegarków elektronowych pracuje wielu konstruktorów we Francji, USA, NRF i Szwajcarii.

Pierwsze typy zegarków elektronowych były wyposażone w baterię i mogły pozostawać „na chodzie" bez przerwy co najmniej przez okres jednego roku. Stosowano w nich jednak „włos" i urządzenie zapadkowe. W doskonalonych obecnie zegarkach napęd sprężynowy będzie zastąpiony impulsami elektrycznymi; zbędne zatem będzie nakręcanie, a samą dokładność wskazań utrzyma się na wyższym poziomie przez szereg miesięcy bez jakichkolwiek dodatkowych zabiegów.

◆ Historia zastosowania mas plastycznych i spoiw syntetycznych w radiotechnice datuje się od przeszło 30 lat, a olbrzymi rozwój tej gałęzi przemysłu elektrycznego spowodował wzrost ich zużycia i różnorodność zastosowania, poczynając od słuchawek aż do obudowy współczesnego odbiornika radiowego i produkcji lamp elektronowych. Najszerzej stosowanymi tu plastykami są chyba polichlorek winylu, polietylen (w urządzeniach radarowych, kablach telewizyjnych), masy szelakowe (płyty gramofonowe), taśmy z octanu celulozy z dającą się magnesować powłoką (taśma magnetofonowa), polistyren. Warto przy tym zaznaczyć, że radiotechnika nie tylko korzysta z tworzyw plastycznych, ale i odgrywa czynną rolę w ich fabrykacji, do obróbki bowiem tych tworzyw stosuje się diatermę opartą o częstotliwość radiową.

◆ Abonament radiowy w Szwecji został podwyższony od 1 lipca br. z 24 na 30 koron.

◆ Plan rozbudowy telewizji w Norwegii przewiduje zainstalowanie i uruchomienie 28 nadajników. Realizacja planu ma być ukończona w ciągu 12 lat. Wtedy też 80% ludności zamieszkałej w Norwegii znajdzie się w zasięgu odbioru krajowych programów telewizyjnych. W ciągu pierwszego planu 3-letniego zostanie objętych zasięgiem telewizji 45% ludności, głównie w rejonie Oslo i Bergen.

◆ Wskaźnik upowszechnienia odbiorczych urządzeń radiowych i telewizyjnych w Holandii wyrażał się w dniu 1.1. br. liczbą 2 240 000 zainstalowanych radioodbiorników, 540 000 głośników radiofonii przewodowej oraz 99 466 telewizorów.

◆ Jedno z zagranicznych czasopism (Radio Electronics nr 4/57) zamieściło opis opartego na zastosowaniu tranzystora urządzenia zastępującego... dzwonek rowerowy. Urządzeniem tym (klaksonem) jest prosty układ składający się z bateryjki generatora m. cz. na tranzystorze 2N156, transformatora, małego głośnika dynamicznego, opornika, przycisku. Moc wyjściowa generatora ok. 2 W.

◆ Przemysł radiotechniczny w Wielkiej Brytanii sprzedał w r. 1956 — 1 484 000 odbiorników telewizyjnych.

◆ Miesięczna produkcja radioodbiorników w USA wyraża się średnio liczbą 1 400 000 aparatów, z czego blisko połowa przypada na odbiorniki samochodowe.

◆ Na dachu jednego z wysokościowców w Norymberdze zainstalowano dla celów eksperymentalnych aparaturę telewizyjną, która pozwala obserwować szczególnie nasilony w niektórych miejscach ruch uliczny, ułatwiając regulowanie go na drodze zdalnego sterowania urządzeń sygnalizacyjnych. Zestaw aparatury obejmuje 4 kamery i odbiorniki kontrolne. Jedna z kamer (ruchoma) służy do przeglądu ogólnej panoramy miasta, pozostałe są skierowane nieruchomo tylko na szczególnie ważne węzły ruchu ulicznego. Obserwacja obrazów na ekranach odbiorników zainstalowanych w centrali ułatwia manipulację związaną z uruchomianiem sygnalizacji.

◆ W USA są produkowane w różnym wykonaniu przez wytwórnie radiotechniczne urządzenia służące do samoczynnego otwierania drzwi garażu. Chcąc zagarażować samochód po powrocie do domu, nie potrzeba wychodzić z wozu i samemu odmykać drzwi garażu. W tej fatygującej czynności wyręcza wspomniane urządzenie. Jest nim zainstalowany w garażu odbiornik z odpowiednimi przekaźnikami sterującymi, które są uruchamiane impulsami wysyłanymi przez zainstalowany w samochodzie i każdorazowo włączany nadajnik. Cena urządzenia sięga 150—200 dolarów.

◆ Wskaźnik radiofonizacji w Bułgarskiej Republice Ludowej wyraża się liczbą 300 000 czynnych odbiorników radiofonicznych i ok. 300 000 głośników radiowęzłowych (przy 7 milionach ludności). Z uwagi na znaczny stopień elektryfikacji kraju (80%) oraz wysoką cenę radioodbiorników (1½ — 2 razy droższe niż u nas) — istnieją tam szczególnie sprzyjające warunki dla rozwoju radiofonii przewodowej.

WK